



D 2

①9 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

⑫ Patentschrift
⑩ DE 34 23 484 C 2

⑤1 Int. Cl. 6:
G 01 R 23/16
G 01 R 23/167
H 04 N 5/14

②1 Aktenzeichen: P 34 23 484.5-35
②2 Anmeldetag: 28. 6. 84
②3 Offenlegungstag: 10. 1. 85 ✓
②6 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 4. 9. 97

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

③0 Unionspriorität:

17408-83	27.06.83	GB
17407-83	27.06.83	GB
596817	04.04.84	US

⑦3 Patentinhaber:

General Electric Co., Schenectady, N.Y., US

⑦4 Vertreter:

Dr. Dieter v. Bezold, Dipl.-Ing. Peter Schütz,
Dipl.-Ing. Wolfgang Heusler, 80333 München

⑦2 Erfinder:

Carlson, Curtis Raymond, Princeton, N.J., US;
Arbeiter, James Henry, Hopewell, N.J., US; Bessler,
Roger Frank, Lawrenceville, N.J., US; Adelson,
Edward Howard, Princeton, N.J., US; Anderson,
Charles Hammond, Rocky Hill, N.J., US; Limberg,
Allen Leroy, Titusville, N.J., US

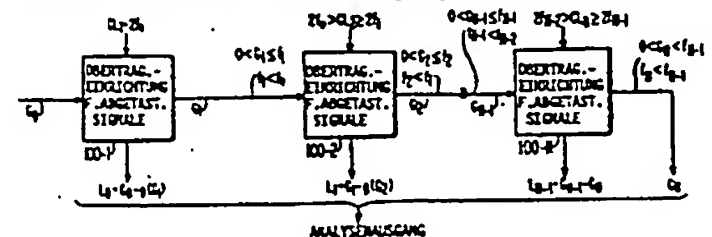
⑥0 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE-OS 22 19 085
IEEE, Vol. SMC-11, No. 12, Dec. 1981, S. 802-809;
IEEE, Vol. COM-31, No. 4, April 1983, S. 532-540;
Computer Vision, Graphics and Image Processing 21,
1983, S. 388-382;
Computer Vision, Graphics and Image
Processing 14, 1980, S. 271-280;
Society of Photo Optical Instrumentation Engineers,
Vol. 360, S. 114-124;
Computer Graphics and Image
Processing 18, 1981, S. 20-51;
Veröffentlichung des Image Pro- cessing
Laboratory, Electrical and Systems Engi- neering
Department Rensselaer Polytechnic Insti-
tute, Troy, New York 12181, Juli 1982, »The Pyramid as
a structure for efficient Computation« by Peter
J. Burt;
Veröffentlichung des Image Pro- cessing
Laboratory, Electrical and Systems Engi- neering
Department Rensselaer-Polytechnic Insti-
tute, Troy, New York 12181, Juni 1983, »A Multireso-
lution Spline with Applications to Image Mosaics«
by P. J. Burt, E. H. Adelson;
Elektronik-Lexikon, Baier, Walter, 2. Aufl., Franckh. Stgt.
S. 290-292; 555 + 556;
Conover, John;
»Einführung in die Technik von Abtastfiltern« in
»nachrichten elektronik« 35 (1981), H. 7, S. 270-272;

⑤4 Analysatoranordnung zur Verarbeitung eines Originalsignals und Anordnung zur Synthese von $N+1$ Mengen
von Abtastwerten

- ⑤7 Analysatoranordnung zur Verarbeitung eines Originalsi-
gnals, z. B. bei einer Videosignalübertragung, unter Zerle-
gung in $(N+1)$ Teilspektren ($N = \text{ganze Zahl} > 1$), wobei das
Originalsignal aufeinanderfolgenden Tiefpaßfilterungen un-
terworfen wird, bei denen zunehmend niedriger aufgelöste
Darstellungen des Originalsignals entstehen, die zur Bildung
der Teilspektren mit der jeweils nächsthöher aufgelösten
Darstellung subtraktiv vereinigt werden, während das letzte
Teilspektrum durch die niedrigst aufgelöste Darstellung des
Originalsignals gebildet wird,
gekennzeichnet durch eine Pipelinestruktur in Form einer
Kaskadenschaltung von N getakteten Signalfiltern
(100-1...100-N) mit jeweils
— einem Tiefpaßfilter (102) für Signalabtastwerte (G_k-1),
— einem Signalunterabtaster (Dezimator 104) zur Lieferung
tiefpaßgefilterter Abtastwerte (G_k) verringerter Abtastrate
an einen Ausgang des Signalfilters (100-1...) als gegenüber
dessen Eingangssignal niedriger aufgelöste Darstellung,
— einer Koppelschaltung (104, 106, 108, 109), die an einem
ersten Ausgang (Ausgang von 109) ein Signal entsprechend

dem Eingangssignal des Tiefpaßfilters (102) und an einem
zweiten Ausgang (Ausgang von 108) über eine die Abtastrate
wieder heraufsetzende Expandierschaltung (106) mit nach-
geschaltetem weiteren Tiefpaßfilter (Interpolationsfilter 108)
ein Signal entsprechend dem tiefpaßgefilterten Signal lie-
fert, wobei diese beiden Ausgangssignale mit gleicher
Abtastrate auftreten und gleichzeitig Darstellungen dessel-
ben Signals zum selben Abtastzeitpunkt bilden,
— und einer Subtrahierschaltung (110), deren Eingänge an
die Ausgänge der Koppelschaltung (104...109) angeschlos-
sen sind und die an ihrem Ausgang das jeweilige ...



BEST AVAILABLE COPY

DE 34 23 484 C 2

DE 34 23 484 C 2

Beschreibung

Die Erfindung bezieht sich auf eine Signalverarbeitungseinrichtung zur Signalanalyse und/oder -synthese. Im einzelnen verwendet die erfindungsgemäße Signalverarbeitungseinrichtung eine Pipeline-Struktur, um in verzögerter Realzeit das Frequenzspektrum einer Informationskomponente (die ein oder mehrere Dimensionen hat) eines gegebenen zeitlichen Signals zu analysieren, dessen höchste interessierende Frequenz nicht größer als f_0 ist, und/oder in verzögerter Realzeit ein solches zeitliches Signal aus seinem analysierten Frequenzspektrum zu synthetisieren. Die Erfindung eignet sich insbesondere, ohne jedoch hierauf beschränkt zu sein, für die in verzögerter Realzeit erfolgende Bildverarbeitung der zweidimensionalen Raumfrequenzen von Fernsehbildern, die durch ein zeitliches Videosignal definiert sind.

Es ist viel Arbeit in die Entwicklung eines Modells für das menschliche Sehen gesteckt worden. Man hat herausgefunden, daß das optische Wahrnehmungssystem des Menschen eine primitive Zerlegung leuchtender Bilder in Raumfrequenzen vornimmt, indem die Raumfrequenzinformation in einer Anzahl kontinuierlicher, sich überlappender Raumfrequenzbänder unterteilt wird. Jedes Band ist grob gerechnet eine Oktave breit, und die Mittenfrequenz jedes Bandes unterscheidet sich von derjenigen des Nachbarbandes in etwa um den Faktor 2. Forschungsergebnisse lassen darauf schließen, daß es etwa sieben Bänder oder Kanäle gibt, die den 0,5 bis 60 Perioden/Grad Raumfrequenzbereich des menschlichen optischen Wahrnehmungssystems überdecken. Die Bedeutung dieser Erkenntnis liegt darin, daß eine Raumfrequenzinformation, die um mehr als den Faktor 2 von der anderen Raumfrequenzinformation entfernt liegt, vom optischen Wahrnehmungssystem des Menschen unabhängig verarbeitet wird.

Es hat sich ferner gezeigt, daß die im optischen Wahrnehmungssystem des Menschen vorgenommene Raumfrequenzverarbeitung räumlich lokalisiert ist. Die Signale innerhalb jedes Raumfrequenzkanals werden daher über kleine Unterbereiche des Bildes verarbeitet. Diese Unterbereiche überlappen sich gegenseitig und sind grob gesehen zwei Perioden — bei einer speziellen Frequenz — breit.

Benutzt man als Testmuster ein sinusförmiges Gitter, dann zeigt sich, daß die Schwellwert-Kontrast/Empfindlichkeitsfunktion für das Sinus-Gittermuster schnell abfällt, wenn die Raumfrequenz des Sinus-Gitterbildes vergrößert wird. Das bedeutet, daß man bei hohen Raumfrequenzen einen hohen Kontrast sehen muß ($\approx 20\%$ bei 30 Perioden/Grad), daß jedoch bei niedrigen Raumfrequenzen nur ein relativ geringer Kontrast gesehen werden muß ($\approx 0,2\%$ bei 3 Perioden/Grad).

Es hat sich herausgestellt, daß die Fähigkeit des menschlichen optischen Wahrnehmungssystems, eine Änderung im Kontrast eines Sinus-Gitterbildes wahrzunehmen, die oberhalb der Schwelle liegt, auch bei niedrigeren Raumfrequenzen besser ist als bei höheren Raumfrequenzen. Um eine Kontraständerung in 75% aller Fälle richtig zu unterscheiden, benötigt ein normaler Mensch bei einem Sinus-Gitter von 3 Perioden/Grad eine Kontraständerung von 12%, bei einem Gitter von 30 Perioden/Grad dagegen eine Kontraständerung von 30%.

Der mit den obengenannten Eigenschaften des menschlichen optischen Wahrnehmungssystems vertraute Autor Dr. Peter J. Burt hat einen Algorithmus entwickelt (nachfolgend als "Burt-Pyramide" bezeichnet), den er mit Hilfe eines Computers, ohne Realzeit, verwirklicht hat, um die zweidimensionalen Raumfrequenzen in einem Bild in eine Mehrzahl getrennter Raumfrequenzbänder zu analysieren. Jedes Raumfrequenzband, mit Ausnahme des niedrigsten, ist vorzugsweise eine Oktave breit. Wenn also die höchste interessierende Raumfrequenz des Bildes nicht größer als f_0 ist, dann überdeckt das höchste Frequenzband die Oktave von $f_0/2$ bis f_0 (mit einer Mittenfrequenz von $3f_0/4$), das nächsthöhere Frequenzband überdeckt die Oktave von $f_0/4$ bis $f_0/2$ (mit einer Mittenfrequenz von $3f_0/8$) usw.

Es sei an dieser Stelle auf einige Aufsätze hingewiesen, deren Autor oder Mitautor Dr. Burt ist und in denen verschiedene Aspekte der Burt-Pyramide im einzelnen beschrieben sind:

"Segmentation and Estimation of Image Region Properties Through Cooperative Hierarchical Computation", von Peter J. Burt u. a., IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Band SMC-11, Nr. 12, 802—809, Dezember 1981.

"The Laplacian Pyramid as a Compact Image Code" von Peter J. Burt u. a., IEEE Transactions on Communications, Band COM-31, Nr. 4, 532—540, April 1983.

"Fast Algorithms for Estimating Local Image Properties", von Peter J. Burt, Computer Vision, Graphics, and Image Processing 21, 368—382 (1983).

"Tree and Pyramid Structures for Coding Hexagonally Sampled Binary Images" von Peter J. Burt, Computer Graphics and Image Processing 14, 271—280 (1980).

"Pyramid-based Extraction of Local Image Features with Applications to Motion and Texture Analysis" von Peter J. Burt, SPIE, Band 360, 114—124.

"Fast Filter Transforms for Image Processing" von Peter J. Burt, Computer Graphics and Image Processing 16, 20—51 (1981).

"A Multiresolution Spline with Applications to Image Mosaics" von Peter J. Burt u. a., Image Processing Laboratory, Electrical, Computer, and Systems Engineering Department, Rensselaer Polytechnic Institute, Juni 1983.

"The Pyramid as a Structure for Efficient Computation" von Peter J. Burt, Image Processing Laboratory, Electrical and Systems Engineering Department, Rensselaer Polytechnic Institute, Juli 1982.

Der Burt-Pyramiden-Algorithmus verwendet spezielle Abtasttechniken zum Analysieren eines Originalbildes mit relativ hoher Auflösung in eine Hierarchie von N (wobei N eine ganze Zahl > 1 ist \approx plural integer) getrennten Komponentenbilder (von denen jedes ein Laplacesches Bild, das eine andere Oktave der Raumfrequenzen des Originalbildes umfaßt) plus ein restliches Gaußsches Bild ist (welches aus sämtlichen Raumfrequenzen des Originalbildes unterhalb des Laplaceschen Komponentenbildes der untersten Oktave besteht). Der hier benutzte Ausdruck "Pyramide" bezieht sich auf die sukzessive Reduzierung der Raumfrequenzbandbreite und

Abtastdichte jeder der Hierarchie der Komponentenbilder beim Fortschreiten von dem Komponentenbild der höchsten Oktave zu demjenigen der niedrigsten Oktave.

Ein erster Vorteil des Burt-Pyramiden-Algorithmus besteht in der Möglichkeit, das ursprüngliche hoch aufgelöste Bild aus Komponentenbildern und dem Restbild zu synthetisieren, ohne daß durch Aliasing-Effekte Störraumfrequenzen eingeführt würden. Ein zweiter Vorteil des Burt-Pyramiden-Algorithmus besteht darin, daß die Raumfrequenzbandbreite einer Oktave jeder der Hierarchie der Komponentenbilder zu den Eigenschaften des menschlichen optischen Wahrnehmungssystems paßt, wie bereits oben erläutert wurde. Dadurch wird es möglich, die Raumfrequenzen einzelner Komponentenbilder der Hierarchie auf verschiedene unabhängige Weise selektiv zu verarbeiten oder zu verändern (also ohne daß die Signalverarbeitung irgend eines Komponentenbildes irgendein anderes Komponentenbild nennenswert beeinflussen würde), um irgendeinen anderen gewünschten Effekt in dem synthetisierten Bild, das aus den verarbeiteten Komponentenbildern gebildet wird, hervorzuheben oder zu erzeugen. Ein Beispiel für einen solchen gewünschten Effekt ist die Mehrfach-Auflösungs-Verzahnungstechnik, die im einzelnen im obengenannten Aufsatz "A Multiresolution Spline with Applications to Image Mosaics" beschrieben ist.

Bisher ist der Burt-Pyramiden-Algorithmus mit Hilfe eines digitalen Allzweck-Computers verwirklicht worden, jedoch nicht in Realzeit. Die Größe jedes Bildelementabtastwertes eines Originalbildes wird durch eine Mehrbitzahl (beispielsweise 8 Bit) dargestellt, die an einem individuellen Adressenplatz eines Computerspeichers gespeichert wird. Beispielsweise benötigt ein relativ hochaufgelöstes zweidimensionales Originalbild aus 2^9 (512) Bildelementabtastwerten in jeder seiner beiden Dimensionen einen großen Speicher von 2^{18} (262144) Adressenspeicherplätzen zur Speicherung jeder der Mehrbitzahlen, welche die Pegel der jeweiligen Bildelementabtastwerte darstellen, aus denen das Originalbild besteht. Das im Speicher gespeicherte Originalbild kann von einem digitalen Computer nach dem Burt-Pyramiden-Algorithmus verarbeitet werden. Dabei werden Mehrfachschritte ausgeführt wie Falten von Bildelementabtastwerten mit einer vorbestimmten Kern- oder Rumpfgewichtsfunktion, Abtastwertdezimierung, Abtastwertexpansion durch Interpolation und Abtastwertsubtraktion. Die Größe der Kernfunktion (in jeder oder in mehreren Richtungen) ist relativ klein (in der Anzahl der Bildelemente ausgedrückt) im Vergleich zur Größe in jeder Dimension des gesamten Bildes. Der Unterbereich oder das Fenster der Bildelemente (die hinsichtlich Größe gleich der Kernfunktion sind und ihrerseits symmetrisch um jedes Bildelement liegen) wird mit der Kerngewichtsfunktion multipliziert und in einem Faltungsrechnungsvorgang summiert.

Die Kerngewichtsfunktion wird so gewählt, daß sie wie ein Tiefpaßfilter für die mehrdimensionalen Raumfrequenzen des gefalteten Bildes wirkt. Die nominelle Grenzfrequenz (in der Filtertechnik auch als Eckfrequenz bezeichnet) der Tiefpaßfilter-Kennlinie, die sich in jeder Dimension aus der Kernfunktion ergibt, wird bei praktisch der Hälfte der höchsten interessierenden Frequenz in dieser Dimension des gefalteten Signals gewählt. Jedoch braucht diese Tiefpaßfilter-Kennlinie keinen steilen Abfall bei einer gegebenen Grenzfrequenz zu haben, sondern der Abfall kann relativ allmählich vor sich gehen, wobei dann die nominelle Grenzfrequenz all diejenige Frequenz definiert ist, bei welcher eine vorbestimmte Dämpfung (beispielsweise 3 dB) auftritt. Filter mit einem weniger steilen Abfall können benutzt werden, weil die Burt-Pyramide von Haus aus das Auftreten störender Frequenzen infolge von Aliasing-Effekten kompensiert, die bei einer graduell abfallenden Tiefpaßfilter-Kennlinie auftreten. Das Faltungsbild wird dezimiert durch effektives Unterdrücken jedes zweiten gefalteten Bildelementes in jeder der nacheinander betrachteten Dimensionen des Bildes, wobei die Anzahl der Bildelemente im gefalteten Bild in jeder seiner Dimensionen um die Hälfte reduziert wird. Da ein Bild üblicherweise zweidimensional ist, besteht das gefaltete dezimierte Bild aus nur einem Viertel der Anzahl der Bildelemente, welche das Bild vor einer solchen Dezimierung enthält. Die verringerte Anzahl der Bildelementabtastwerte dieses gefalteten dezimierten Bildes (welches als Gaußsches Bild bezeichnet wird) wird in einem zweiten Speicher gespeichert.

Beginnend mit den gespeicherten Bildelement-Abtastwerten des Originalbildes wird der erwähnte Faltungsdezimierungsvorgang iterativ N mal durchgeführt (wobei N eine ganze Zahl > 1 ist), so daß man $(N + 1)$ Bilder erhält, die aus dem hochaufgelösten Originalbild und einer hierarchischen Pyramide von N zusätzlichen Gaußschen Bildern mit reduzierter Auflösung bestehen, wobei die Anzahl der Bildelementabtastwerte (Abtastwertdichte) in jeder Dimension jedes zusätzlichen Bildes nur halb so groß wie die Anzahl der Bildelemente in jeder Dimension des unmittelbar vorangehenden Bildes ist. Wenn das hochaufgelöste gespeicherte Originalbild mit G_0 bezeichnet wird, dann kann die Hierarchie von N gespeicherten zusätzlichen Bildern mit G_1 bis G_N bezeichnet werden, wobei die zunehmend reduzierte Anzahl von Bildelementabtastwerten jedes dieser N zusätzlichen Bilder in einem getrennten von N Speichern abgespeichert wird. Beim Zählen des gespeicherten Originalbildes kommt man also auf eine Gesamtzahl von $N + 1$ Speichern.

Gemäß einer nicht in Realzeit erfolgenden Realisierung des Burt-Pyramiden-Algorithmus besteht die nächste Berechnungsprozedur in der Erzeugung zusätzlicher Interpolationsabtastwerte zwischen jedem Paar gespeicherter Bildelemente G_1 in jeder Dimension des Bildes, so daß die reduzierte Abtastwertdichte des gespeicherten Bildes G_1 wieder zur Abtastdichte des ursprünglichen gespeicherten Bildes G_0 expandiert wird. Der Digitalwert jedes der Bildelementabtastwerte des expandierten Bildes G_1 wird dann von dem gespeicherten Digitalwert des entsprechenden Bildelementabtastwertes des Originalbildes G_0 subtrahiert zu einem Differenzbild (das als Laplacesches Bild bezeichnet wird). Dieses Laplacesche Bild (L_0), das dieselbe Abtastwertdichte wie das Originalbild G_0 hat, besteht aus denjenigen Raumfrequenzen, die im ursprünglichen Bild innerhalb der Oktave $f_0/2$ bis f_0 plus häufig einer kleinen Fehlerkompensationskomponente für niedrigere Raumfrequenzen liegen, die einem Informationsverlust entspricht, welcher durch den Dezimierungsschritt bedingt ist, der bei der Ableitung des Bildes G_1 reduzierter Abtastdichte vorgenommen worden ist und bei der Einführung der Interpolations-Abtastwerte, die bei der Expandierung der Abtastwertdichte wieder zu derjenigen des Originalbildes G_0 auftritt. Dieses Laplacesche Bild L_0 ersetzt dann das ursprüngliche Bild G_0 im Speicher in den ersten der $N + 1$ Pyramidenspeicher.

Durch Iteration dieses Verfahrens wird in gleicher Weise wiederum eine Hierarchie abgeleitet, die aus $N-1$ zusätzlichen Laplaceschen Bildern L_1 bis L_{N-1} besteht, und in einen entsprechenden zusätzlicher $N-1$ Speicher eingeschrieben, in welchen die Gaußschen Bilder G_1 bis G_{N-1} gespeichert sind (wobei im Speicher die Gaußschen Bilder G_1 bis G_{N-1} ersetzt werden). Das Gaußsche Bild G_N (mit der am stärksten reduzierten Abtastwertdichte) wird nicht in seinem entsprechenden Speicher durch ein Laplacesches Bild ersetzt, sondern bleibt in diesem gespeichert als Gaußscher Rest, der aus den niedrigsten Raumfrequenzen des Originalbildes besteht (also aus denjenigen unterhalb der Oktave L_{N-1}).

Der Burt-Pyramiden-Algorithmus erlaubt eine Speicherung des Originalbildes ohne Aliasing-Effekte durch ein iteratives Rechenverfahren aus mehreren Schritten der Expandierung des gespeicherten Restbildes G_N auf die Abtastwertdichte des Bildes L_{N-1} und anschließendes Addieren dieses Bildes zum gespeicherten Laplaceschen Bild L_{N-1} für die Ableitung eines Summenbildes. Dieses Summenbild wird in ähnlicher Weise expandiert und zum Laplaceschen Bild L_{N-2} addiert usw., bis das ursprüngliche hochaufgelöste Bild synthetisiert ist durch Summation aller Laplaceschen Bilder und des Restbildes. Nach der Analyse eines oder mehrerer Originalbilder in N Laplacesche Bilder und einen Gaußschen Rest kann man irgendeinen speziellen gewünschten Bildverarbeitungs- oder -veränderungsschritt vornehmen (wie etwa eine Bildverzerrung), ehe ein komplettes hochauflösendes Bild daraus synthetisiert wird.

Die nicht in Realzeit erfolgende Realisierung des Burt-Pyramiden-Algorithmus durch Computerverarbeitung ist wirkungsvoll bei der Verarbeitung fester Bildinformation. Sie ist jedoch nicht anwendbar zur Analyse fortlaufend auftretender Bilder, die sich zeitlich ständig ändern (also aufeinanderfolgender Videobilder beim Fernsehen).

Aus dem Artikel von John Conover "Einführung in die Technik von Abtastfiltern" in der Zeitschrift "nachrichten elektronik" Nr. 35, (1981) Heft 7, Seiten 270 bis 272, sind Abtastfilter bekannt, welche analoge Kurvenzüge punktweise abtasten und in Vermittlungssystemen, insbesondere im Zusammenhang mit Codec-Schaltungen verwendet werden, wo eine Frequenzaufbereitung erforderlich ist. Derartige Abtastfilter bestehen aus einer Reihenschaltung von Laufzeitstufen, durch welche das Signal schrittweise durchgetaktet wird. Nach jeder Laufzeitstufe wird das dort ankommende Signal über eine Gewichtungsschaltung ausgekoppelt, und die Ausgänge sämtlicher Gewichtungsschaltungen werden in einer Summierungsschaltung zum gefilterten Signal zusammengefaßt.

Die Aufgabe der Erfindung besteht in der Angabe von Maßnahmen, welche auch eine Analysierung bzw. eine Synthetisierung eines fortlaufenden Zeitsignals, insbesondere aufeinanderfolgend auftretender, sich zeitlich verändernder Bilder erlauben, also in einer Realzeitrealisierung des Burt-Pyramiden-Algorithmus.

Ausgehend von Einrichtungen, wie sie durch den bereits erwähnten Aufsatz "The Laplacian Pyramid as a Compact Image Code" des Autors Peter J. Burt bekanntgeworden und in den Oberbegriffen der Ansprüche 1 und 7 vorausgesetzt sind, wird diese Aufgabe durch die im kennzeichnenden Teil des Anspruchs 1 angegebenen Merkmale gelöst. Vorteilhafte Ausgestaltungen der Erfindung sind in Unteransprüchen 2 bis 6 bzw. 8 und 9 beschrieben.

Die Erfindung verwendet in einer Reihenfolge angeordnete Signalübertragungsschaltungen, die auf diese Weise eine sog. Pipeline-Struktur bilden, um in verzögerter Realzeit das Frequenzspektrum einer Informationskomponente (die ein oder mehrere Dimensionen hat) eines gegebenen zeitlichen Signals zu analysieren, dessen höchste interessierende Frequenz nicht größer als f_0 ist, und/oder in verzögerter Realzeit ein solches zeitliches Signal aus seinem analysierten Frequenzspektrum zu synthetisieren. Die zu analysierende Informationskomponente des gegebenen zeitlichen Signals entspricht einer Information mit einer gegebenen Anzahl von Dimensionen. Die Einrichtung enthält einen Satz von N nach einer Reihenfolge angeordneten Übertragungseinrichtungen für abgetastete Signale (wobei N eine ganze Zahl > 1 ist). Jede der Übertragungseinrichtungen hat einen ersten und einen zweiten Eingangsanschluß sowie einen ersten und einen zweiten Ausgangsanschluß. Dem ersten Eingangsanschluß der ersten Übertragungseinrichtung des Satzes wird ein gegebenes zeitliches Eingangssignal zugeführt. Der erste Eingangsanschluß jeder der zweiten bis N -ten Übertragungseinrichtungen des Satzes ist mit dem ersten Ausgangsanschluß der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung dieses Satzes gekoppelt, so daß jede der zweiten bis N -ten Übertragungseinrichtungen ein Signal zur unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung des Satzes weiterleitet. Dem zweiten Eingangsanschluß jeder der Übertragungseinrichtungen des Satzes wird ein getrenntes Abtast-Taktsignal zugeführt. Bei dieser Anordnung liefert jede der Übertragungseinrichtungen des Satzes an ihrem ersten und zweiten Ausgangsanschluß Signale mit einer Rate, die gleich der Abtastfrequenz des zugeführten Taktsignals ist.

Weiterhin weist jede der Übertragungseinrichtungen des Satzes eine Tiefpaß-Übertragungsfunktion zwischen ihrem ersten Eingangsanschluß und ihrem ersten Ausgangsanschluß für die Informationskomponente des ihrem ersten Eingangsanschluß zugeführten Signals auf. Die Tiefpaß-Übertragungsfunktion jeder Übertragungseinrichtung des Satzes hat eine nominelle Grenzfrequenz, die eine direkte Funktion der Abtastfrequenz des am zweiten Eingang dieser Übertragungseinrichtung dem Satzes zugeführten Taktsignals ist. Das dem zweiten Eingangsanschluß der ersten Übertragungseinrichtung des Satzes zugeführte Taktsignal hat weiterhin eine Abtastfrequenz, die (a) doppelt so groß wie f_0 ist und (b) für diese Informationskomponente eine nominelle Grenzfrequenz dieser Tiefpaß-Übertragungsfunktion der ersten Übertragungseinrichtung des Satzes ergibt, welche kleiner als f_0 ist. Schließlich hat der dem zweiten Eingangsanschluß jeder der zweiten bis N -ten Übertragungseinrichtungen des Satzes zugeführte Takt eine Abtastfrequenz, die (a) kleiner als die Taktfrequenz ist, die dem zweiten Eingangsanschluß der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung des Satzes zugeführt wird, (b) mindestens gleich dem doppelten der Maximalfrequenz der am ersten Eingangsanschluß zugeführten Informationskomponente ist und (c) eine nominelle Grenzfrequenz für ihre Tiefpaß-Übertragungsfunktion ergibt, die unter derjenigen der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung des Satzes liegt.

Das am zweiten Ausgangsanschluß jeder der Übertragungseinrichtungen des Satzes gelieferte Signal ent-

spricht der Differenz zwischen der an ihrem ersten Eingangsanschluß zugeführten Informationskomponente und einer direkten Funktion der an ihrem ersten Ausgangsanschluß gelieferten Informationskomponente.

Die Informationskomponente des gegebenen zeitlichen Signals, welches durch die erfindungsgemäße Signalverarbeitungseinrichtung verarbeitet wird, kann beispielsweise, ohne jedoch hierauf beschränkt zu sein, den zweidimensionalen Raumfrequenzkomponenten jedes der aufeinanderfolgenden Vollbilder eines Fernsehbildes entsprechen, das seriell in jeder der beiden Dimensionen abgelenkt wird.

Generell ist die Erfindung nützlich beim Analysieren des Frequenzspektrums eines Signals, das von einer Quelle räumlicher oder nicht räumlicher Frequenzen in einer oder mehreren Dimensionen abgeleitet wird, unabhängig von der speziellen Art dieser Quelle. So eignet sich beispielsweise die Erfindung zum Analysieren von ein-, zwei-, drei- oder mehrdimensionalen komplexen Signalen, die von Tonquellen, Radarquellen, seismographischen Quellen, Roboterquellen etc. stammen, außer den zweidimensionalen sichtbaren Bildquellen, wie etwa Fernsehbilder. Weiterhin betrifft die Erfindung eine Signalverarbeitungseinrichtung, die eine Pipeline-Struktur benutzt und aus einem Satz analysierter Signale in verzögerter Realzeit ein solches komplexes Signal synthetisiert.

In den beiliegenden Zeichnungen zeigen:

Fig. 1 ein Funktionsblockschaltbild zur Veranschaulichung der Erfindung in ihrer allgemeinsten Form;

Fig. 1a eine digitale Ausführungsform einer ersten Art einer beliebigen des Satzes der Übertragungseinrichtungen für das abgetastete Signal gemäß Fig. 1;

Fig. 1b eine digitale Ausführungsform einer zweiten Art einer beliebigen des Satzes der Signalübertragungseinrichtungen für das abgetastete Signal gemäß Fig. 1;

Fig. 1c eine alternative digitale Ausführungsform der letzten Signalübertragungseinrichtung des Satzes von Übertragungseinrichtungen für das abgetastete Signal entweder der ersten oder der zweiten Art;

Fig. 2 ein Veranschaulichungsbeispiel einer Kerngewichtsfunktion, die zur Realisierung der Erfindung benutzbar ist;

Fig. 3 ein Blockschaltbild eines eindimensionalen Systems des Spektrumanalysators, der Spektrumveränderungsschaltung und des Signalsynthetisierers gemäß Gesichtspunkten der Erfindung, wobei eine Legende bestimmte der dargestellten Blöcke bezeichnet;

Fig. 4 ein Blockschaltbild einer der Analysierstufen, die bei den iterativen Berechnungen der einen Gesichtspunkt der Erfindung realisierenden Spektralanalyse nach Fig. 3 verwendet werden;

Fig. 5 ein Blockschaltbild einer Abwandlung, die sich bei einem nachfolgenden Paar der Analysierstufen gemäß Fig. 4 bei einer anderen Ausführungsform der Erfindung vornehmen läßt;

Fig. 6 ein Blockschaltbild einer der Synthetisierstufen, die bei dem iterativen Verfahren der Signalanalyse gemäß Fig. 3 aus den Spektralkomponenten verwendet wird;

Fig. 7, 8, 9 und 10 Blockdiagramme repräsentativer Spektrumsabwandlungsschaltungen gemäß Fig. 3 zur Verwendung bei der Erfindung;

Fig. 11 ein Blockschaltbild einer Abwandlung des in Fig. 3 dargestellten Systems, welche verwendet wird, wenn die Spektrumsabtwastwerte für die Verarbeitung zeitlich ausgerichtet werden, gemäß einem Gesichtspunkt der Erfindung;

Fig. 12 ein Blockschaltbild eines zweidimensionalen Raumfrequenzspektrumanalysators unter Verwendung einer Pipeline-Struktur zur Durchführung der Spektralanalyse mit verzögerter Realzeit und

Fig. 13 ein Blockschaltbild einer Schaltung zur Synthetisierung von Signalen, welche das Abtasthalbbild beschreiben, das von dem Spektrumanalysator nach Fig. 12 analysiert worden ist, aus dessen Ausgangsspektren.

Wie Fig. 1 zeigt, hat jede Signalübertragungsschaltung eines Satzes von N reihenfolgemäßig angeordneter Übertragungseinrichtungen 100-1 bis 100- N einschließlich für abgetastete Signale zwei Eingangsanschlüsse und zwei Ausgangsanschlüsse (N ist hier eine ganze Zahl > 1). Einem ersten der beiden Eingangsanschlüsse der ersten Übertragungseinrichtung 100-1 des Satzes wird als Eingangssignal ein gegebenes zeitliches Signal G_0 , welches eine Information definiert, zugeführt. Das zeitliche Signal G_0 kann ein kontinuierliches analoges Signal (wie etwa ein Tonsignal oder ein Videosignal) sein, oder alternativ kann das zeitliche Signal G_0 ein abgetastetes Analogsignal sein; weiterhin kann im letztgenannten Fall jeder Abtastwert direkt durch einen Amplitudenpegel oder indirekt durch eine Digitalzahl dargestellt werden (indem man etwa jeden Abtastamplitudenpegel durch einen Analog/Digital-Konverter laufen läßt, der in Fig. 1 jedoch nicht dargestellt ist, ehe das zeitliche Signal G_0 dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-1 zugeführt wird). Das Frequenzspektrum von G_0 liegt in einem Bereich, der zwischen 0 (also Gleichstrom) und der Frequenz f_0 verläuft (also einem Bereich, der alle interessierenden Frequenzen enthält, die einer Information mit einer gegebenen Anzahl von Dimensionen entsprechen). Speziell kann G_0 ein vorgefiltertes Signal sein, das keine Frequenzen enthält, die größer als f_0 sind. In diesem Fall erfüllt die Taktfrequenz $2f_0$ der Übertragungseinrichtung 100-1 das Nyquist-Kriterium für alle Frequenzkomponenten von f_0 . Bei der Alternative kann G_0 jedoch einige Frequenzkomponenten enthalten, die höher als f_0 sind und nicht interessieren. In diesem letztgenannten Fall wird das Nyquist-Kriterium nicht erfüllt, und es treten Aliasing-Effekte auf. Aus praktischen Gesichtspunkten können solche Aliasing-Effekte (wenn sie nicht zu groß sind) häufig toleriert werden, obgleich sie unerwünscht sind.

Gemäß Fig. 1 ist der erste Eingangsanschluß von je einer der anderen Übertragungseinrichtungen 100-1...100- N des Satzes mit dem ersten von zwei Ausgangsanschlüssen der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung des Satzes gekoppelt. Speziell ist der erste Ausgangsanschluß der Signalübertragungseinrichtung 100-1 mit dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-2 gekoppelt; der erste Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-2 ist mit dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-3 gekoppelt (welche nicht gezeichnet ist)... Und der erste Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100- $(N-1)$, die ebenfalls nicht gezeichnet ist, ist mit dem ersten Eingangsanschluß der Übertra-

gungseinrichtung 100-N gekoppelt. Auf diese Weise verwendet die in Fig. 1 veranschaulichte Signalverarbeitungsschaltung eine Pipeline-Struktur bei der Koppelung jeder der einzelnen Übertragungseinrichtungen des Satzes mit einer anderen.

Dem zweiten der beiden Eingangsanschlüsse je einer Übertragungseinrichtung 100-1...100-N des Satzes wird ein separater Abtastfrequenztakt zugeführt. Speziell wird der Übertragungseinrichtung 100-1 ein Abtastfrequenztakt CL_1 an einem zweiten Eingang zugeführt, der Übertragungseinrichtung 100-2 wird ein Abtastfrequenztakt CL_2 an einem zweiten Eingang zugeführt ... und der Übertragungseinrichtung 100-N wird ein Abtastfrequenztakt CL_N an ihrem zweiten Eingang zugeführt. Die relativen Werte der Takte $CL_1...CL_N$ mit Bezug aufeinander sind in der in Fig. 1 angedeuteten Weise eingeschränkt. Die Bedeutung dieser Einschränkungen wird im einzelnen noch erläutert werden.

Ferner liefert die Übertragungseinrichtung 100-1 an ihrem zweiten Ausgangsanschluß ein zweites Ausgangssignal L_0 . In ähnlicher Weise liefern die anderen Übertragungseinrichtungen 100-2...100-N des Satzes an ihren jeweiligen zweiten Ausgangsanschlüssen entsprechende zweite Ausgangssignale $L_1...L_{N-1}$.

Jede einzelne der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N des Satzes kann, unabhängig von ihrem speziellen inneren Aufbau, als schwarzer Kasten betrachtet werden, der eine Tiefpaß-Übertragungsfunktion zwischen seinem ersten Eingangsanschluß und seinem ersten Ausgangsanschluß für das Frequenzspektrum der Informationskomponente des seinem ersten Eingangsanschluß zugeführten Eingangssignals aufweist. Diese Tiefpaß-Übertragungsfunktion jeder einzelnen Übertragungseinrichtung 100-1, 100-2...100-N des Satzes hat ferner einen Abfall mit einer nominellen Grenzfrequenz, welche eine direkte Funktion der Abtastfrequenz des am zweiten Eingangsanschluß zugeführten Taktes ist. Wie bereits festgestellt wurde, kann der Abfall im Falle der Burt-Pyramide allmählich anstatt steil verlaufen.

Im einzelnen wird dem ersten Eingang der Übertragungseinrichtung 100-1 das bereits erwähnte Eingangssignal G_0 zugeführt. Die höchste interessierende Frequenz im Frequenzspektrum von G_0 ist nicht größer als f_0 . Ferner ist der dem zweiten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-1 zugeführte Abtastfrequenztakt CL_1 gleich $2f_0$ (er hat also eine Frequenz, welche das Nyquist-Kriterium für alle interessierenden Frequenzen innerhalb des Frequenzspektrums von G_0 erfüllt). In diesem Fall verläuft die Tiefpaß-Übertragungsfunktion zwischen dem ersten Eingangsanschluß und dem ersten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-1 derart, daß nur solche Frequenzen innerhalb des Frequenzspektrums von G_0 , die nicht größer als f_1 sind (wobei f_1 kleiner als f_0 ist) zum ersten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-1 durchgelassen werden. Auf diese Weise wird am ersten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-1 ein Ausgangssignal G_1 geliefert, dessen Frequenzspektrum (welches durch die speziellen Eigenschaften der Tiefpaß-Übertragungsfunktion bestimmt wird) hauptsächlich aus dem unteren Teil des Frequenzspektrums von G_0 besteht. Dieses Signal G_1 wird dann als Eingangssignal dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-2 zugeführt.

Wie Fig. 1 zeigt, ist der Abtastfrequenztakt CL_2 (welcher dem zweiten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-2 zugeführt wird, niedriger als $2f_0$ (der Abtastfrequenz des Taktes CL_1), jedoch mindestens gleich $2f_1$ (der doppelten Maximalfrequenz f_1 im Frequenzspektrum von G_1). Daher liegt die Abtastfrequenz des Taktes CL_2 noch genügend hoch, um das Nyquist-Kriterium für das Frequenzspektrum von G_1 zu erfüllen, welches dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-2 zugeführt wird, jedoch es ist nicht genügend hoch, um das Nyquist-Kriterium für die höchste mögliche interessierende Frequenz f_0 im Frequenzspektrum von G_0 zu erfüllen, welches dem ersten Eingangsanschluß der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung 100-1 zugeführt ist. Diese Art von Beziehung (in welcher die Abtastfrequenz des dem zweiten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung des Satzes zugeführten Taktes niedriger wird, wenn die Reihenfolgenposition dieser Übertragungseinrichtung des Satzes höher wird) gilt generell. Speziell hat der dem zweiten Eingangsanschluß jeder der Übertragungseinrichtungen 100-2...100-N des Satzes zugeführte Takt eine Abtastfrequenz, die (a) niedriger als der dem zweiten Eingangsanschluß der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung des Satzes zugeführte Takt ist, (b) mindestens gleich der doppelten Maximalfrequenz der Informationskomponente des ihrem ersten Eingangsanschluß zugeführten Signals ist und (c) die nominelle Grenzfrequenz für ihre Tiefpaßfilterfunktion auf einen Wert herunterbringt, der unter demjenigen ihrer unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung des Satzes ist. Damit ist die maximale Frequenz f_2 des Signals G_1 , die am zweiten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-2 auftritt, kleiner als $f_N...$ und schließlich ist die Maximalfrequenz f_N im Frequenzspektrum des Signals G_N (das am ersten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-N auftritt) niedriger als die Frequenz f_{N-1} des Frequenzspektrums des Signals G_{N-1} (das am ersten Ausgangsanschluß der nicht dargestellten Übertragungseinrichtung des Satzes auftritt, die der Übertragungseinrichtung 100-N unmittelbar vorangeht und das dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-N zugeführt wird).

Sieht man wiederum jede einzelne der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N als schwarzen Kasten an, dann entspricht jedes der einzelnen Ausgangssignale $L_0...L_{N-1}$, die jeweils am zweiten Ausgangsanschluß jeder einzelnen der Übertragungseinrichtungen 100-1 bis 100-N des Satzes geliefert werden, der Differenz zwischen der Informationskomponente des dem ersten Eingangsanschluß dieser Übertragungseinrichtung zugeführten Signals und einer direkten Funktion der Informationskomponente des am ersten Ausgangsanschluß dieser Übertragungseinrichtung gelieferten Signals. Damit ist L_0 gleich der Differenz $G_0 - g(G_1)$ oder entspricht dieser zumindest, wie in Fig. 1 angedeutet ist, wobei $g(G_1)$ entweder G_1 selbst oder eine in bestimmter Weise spezifizierte direkte Funktion von G_1 ist. In gleicher Weise ist L_1 gleich (oder entspricht mindestens) $G_1 - g(G_2)$, ... L_{N-1} ist gleich (oder entspricht mindestens) $G_{N-1} - g(G_N)$.

Die in Fig. 1 gezeigte Signalverarbeitungsschaltung analysiert das ursprüngliche Signal G_0 in eine Mehrzahl von parallelen Ausgangssignalen, die aus den Laplaceschen Ausgangssignalen $L_0...L_{N-1}$ (welche jeweils am zweiten Ausgangsanschluß jeder der entsprechenden Pipeline-Struktur-Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N des Satzes entstehen) plus einem Rest-Gauß-Ausgangssignal G_N (das am ersten Ausgangsan-

schluß der letzten Übertragungseinrichtung 100-N des Satzes entsteht) besteht.

Generell sind die einzigen Beschränkungen für die relativen Werte der jeweiligen Abtasttaktfrequenzen $f_0 \dots f_{N-1}$ die in Fig. 1 angedeuteten. Jedoch ist es gewöhnlich vorteilhaft, Werte der Abtasttaktfrequenzen, die dem zweiten Eingangsanschluß jeder der jeweiligen Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N zugeführt werden, zu spezifizieren, so daß die jeweiligen Verhältnisse $CL_0/CL_1, CL_1/CL_2 \dots CL_{N-1}/CL_N$ gleich $1/2$ sind (oder sie können auch eine ganzzahlige Potenz von $1/2$ sein entsprechend der Anzahl von Dimensionen der Informationskomponente des zu analysierenden Signals). Dies führt zu einer Aufteilung des analysierten Ausgangs des Frequenzspektrums des Originalsignals G_0 in getrennte parallele Frequenzbänder der Laplaceschen Komponentensignale $L_0 \dots L_{N-1}$, die (unter Vernachlässigung jeglicher Abtastfehler infolge von Verlusten der Signalinformation durch Reduzierung der Abtastdichte oder infolge der Zufügung vorübergehender Aliasing-Frequenzkomponenten) jeweils eine Bandbreite von einer Oktave für jede Dimension der Informationskomponente haben und nur diejenigen Frequenzen enthalten, die im Frequenzspektrum des Originalsignals G_0 liegen und in diese spezielle Oktave hineinfallen. Diese Frequenzen des Frequenzspektrums des Originalsignals G_0 , die unter das Laplace-Komponentensignal L_{N-1} der tiefsten Oktave fallen, sind dann im Rest-Gauß-Signal G_N des analysierten Ausgangs enthalten.

Allgemein ist N eine ganze Zahl mit irgendeinem gegebenen Wert von 2 oder mehr. Es gibt jedoch Informationsarten, bei denen ein relativ kleiner gegebener Wert von N ausreichen kann, um alle interessierenden Frequenzen in jeder Dimension des Frequenzspektrums des Originalsignals G_0 mit genügend hoher Auflösung zu analysieren. Beispielsweise findet man im Falle sichtbarer Bilder häufig einen Wert von 7 für N ausreichend, so daß in diesem Falle die Frequenzen in jeder Dimension des Restsignals G_N kleiner als $1/128$ stel ($1/2^7$) der höchsten interessierenden Frequenz f_0 des Frequenzspektrums G_0 des Originalsignals sind.

Fig. 1a zeigt in allgemeiner Form eine digitale Ausführung einer ersten Art der Übertragungseinrichtungen 100-1...101-N des Pipeline-Satzes für abgetastete Signale gemäß Fig. 1. In Fig. 1a ist diese erste Ausführungsart jeder einzelnen der Übertragungseinrichtungen 100-1...100(N-1) des Satzes mit 100a-K und die erste Ausführungsart der unmittelbar darauffolgenden Übertragungseinrichtung des Satzes mit 100a-(K-1) bezeichnet.

Die Übertragungseinrichtung 100a-K besteht aus einem digitalen Faltungsfilter 102 mit m -Abgriffen (wobei m eine ganze Zahl ≥ 3 , vorzugsweise ungerade, ist), ferner einer Dezimierschaltung 104, einer Expandierschaltung 106, einem digitalen Interpolationsfilter 108 mit n -Abgriffen (wobei n eine ganze Zahl ≥ 3 , vorzugsweise ungerade) ist, einer Verzögerungsschaltung 109 und einer Subtrahierschaltung 110. Der Abtastfrequenztakt CL_K (der gemäß Fig. 1 dem zweiten Eingangsanschluß jeder Übertragungseinrichtung des Satzes 100a-K zugeführt wird) wird jedem der Elemente 102, 104, 106, 108, 109 und 110 als Steuersignal zugeführt.

Das dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-K zugeführte Signal G_{K-1} wird dem Faltungsfilter 102 und über eine Verzögerungsschaltung 109 einem Eingang der Subtrahierschaltung 110 zugeführt. Die in Fig. 1a angegebenen Abtastwertdichten sind diejenigen pro Dimension des Informationssignals. Speziell hat das Signal G_{K-1} eine Abtastwertdichte in jeder Dimension des Informationssignals, die in der Zeitebene als Abtastrate des Taktes CL_K der Übertragungseinrichtung 100a-K aufgetragen ist. Auf diese Weise wird jeder der durch G_{K-1} gebildeten Abtastwerte vom Filter 102 verarbeitet. Der Sinn des Faltungsfilters 102 besteht in der Reduzierung der Maximalfrequenz seines Ausgangssignals G_K bezüglich der Maximalfrequenz seines Eingangssignals G_{K-1} (wie oben im Zusammenhang mit Fig. 1 bereits erläutert wurde). Die Abtastwertdichte am Ausgang des Filters 102 ist jedoch noch die Abtastrate CL_K wie in Fig. 1 angegeben ist.

Das Ausgangssignal des Filters 102 wird der Dezimierschaltung 104 als Eingangssignal zugeführt. Die Dezimierschaltung läßt nur bestimmte (nicht alle) der ihrem Eingang vom Filter 102 zugeführten aufeinanderfolgenden Abtastwerte in jeder Dimension zu ihrem Ausgang gelangen. Auf diese Weise wird die Abtastwertdichte in jeder Dimension am Ausgang der Dezimierschaltung 104 bezüglich der Abtastwertdichte in dieser Dimension am Eingang zur Dezimierschaltung 104 verringert. Wie Fig. 1a zeigt, ist die Abtastdichte CL_{K+1} in jeder Dimension am Ausgang der Dezimierschaltung 104 so, daß sie in der Zeitebene mit einer reduzierten Rate aufgetragen werden kann, die durch den reduzierten Abtastfrequenztakt CL_{K+1} bestimmt ist, welcher am zweiten Eingangsanschluß der unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung 100a-(K+1) zugeführt worden ist. Weiterhin treten die Abtastwerte reduzierter Abtastwertdichte in jeder Dimension des Signals G_K am Ausgang der Dezimierschaltung 104 bei Auftragung in der Zeitebene in Phase mit dem Auftreten des Abtastfrequenztaktes CL_{K+1} auf, der dem zweiten Eingangsanschluß der unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung 100a-(K+1) zugeführt wird. In Fig. 1a wird das Ausgangssignal G_K von der Dezimierschaltung 104 (also das Signal am ersten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-K) dem ersten Eingangsanschluß der unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung 100a-(K+1) zugeführt. Damit ist die isochrone Beziehung zwischen den Abtastwerten reduzierter Abtastwertdichte von G_K am ersten Eingangsanschluß mit dem Takt CL_{K+1} reduzierter Abtastfrequenz am zweiten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-(K+1) ähnlich der isochronen Beziehung zwischen der höheren Abtastwertdichte der Abtastwerte von G_{K-1} am ersten Eingangsanschluß und dem höheren Abtastfrequenztakt CL_K am zweiten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-K (wie oben erläutert).

Eine bevorzugte Ausführungsform der Dezimierschaltung 104 ist, jedoch ohne darauf beschränkt zu sein, eine solche, die in jeder Dimension der Signalinformation die Abtastwertdichte an ihrem Eingang in dieser Dimension um die Hälfte reduziert. In diesem Falle leitet die Dezimierschaltung 104 in jeder Dimension jeden zweiten Abtastwert an ihrem Eingang zu ihrem Ausgang weiter. Für eine eindimensionale Signalinformation ist daher die Abtastwertdichte CL_{K+1} gleich $(1/2)^1$ oder halb so groß wie die Abtastwertdichte CL_K . Für eine zweidimensionale Signalinformation ist die Abtastwertdichte CL_{K+1} in jeder der beiden Dimensionen ein halb, so daß sich eine zweidimensionale Abtastwertdichte von $(1/2)^2$ oder $1/4$ ergibt.

Obgleich das Basisband-Frequenzspektrum von G_K am Eingang der Dezimierschaltung 104 und an ihrem Ausgang das gleiche ist, ergibt das Signal G_K verringerter Abtastwertdichte am Ausgang der Dezimierschaltung

104 einen Verlust einer gewissen Menge der Phaseninformation, die im Signal G_K höherer Abtastwertdichte, das dem Eingang der Dezimierschaltung 104 zugeführt wird, vorhanden ist.

Das Ausgangssignal von der Dezimierschaltung 104 wird außer dem ersten Eingangsanschluß der unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung auch einem Eingang der Expandierschaltung 106 zugeführt. Diese setzt als zusätzlichen Abtastwert eine Null (eine den Pegel 0 darstellende Digitalzahl) an jede Abtastposition des Taktes CL_K , wo ein Abtastwert vom Ausgang der Dezimierschaltung 104 fehlt. Auf diese Weise wird die Abtastdichte am Ausgang der Expandierschaltung 106 wieder auf die Abtastdichte am Eingang zur Dezimierschaltung 104 gebracht. In dem bevorzugten Fall, in welchem die Abtastdichte in jeder Dimension um $1/2$ reduziert wurde, fügt die Expandierschaltung 106 in jeder Dimension eine 0 zwischen jedes Paar benachbarter Abtastwerte in dieser Dimension am Ausgang der Dezimierschaltung 104.

Während die Expandierschaltung 106 die Abtastdichte an ihrem Ausgang gegenüber ihrem Eingang vergrößert, verändert sie in keiner Weise die Information des Signals G_K an ihrem Ausgang hinsichtlich ihrem Eingang. Jedoch hat das Einsetzen von Nullen die Wirkung einer Hinzufügung von Bildern oder wiederholt die Information des Basisbandsignals G_K , die als Oberwellen der Seitenbandfrequenzspektren CL auftreten.

Das Signal G_K am Ausgang der Expandierschaltung 106 gelangt dann durch das Interpolationsfilter, welches ein Tiefpaßfilter ist und das Basisbandsignal G_K durchläßt, jedoch die Oberwellen der Seitenbandfrequenzspektren CL unterdrückt. Daher ersetzt das Filter 108 jeden der nullwertigen Nullabtastwerte durch Interpolationswert-Abtastwerte, von denen jeder einen Wert hat, der durch die jeweiligen Werte der ihn umgebenden informationsenthaltenden Abtastwerte bestimmt wird. Die Wirkung dieser Interpolationswert-Abtastwerte besteht darin, die Hüllkurve der informationsenthaltenden Abtastwerte mit höherer Auflösung zu definieren. Auf diese Weise werden die hochfrequenten Komponenten des Signals G_K am Ausgang der Expandierschaltung 106, die oberhalb des Basisbandes liegen, durch das Interpolationsfilter 108 im wesentlichen entfernt. Jedoch fügt das Interpolationsfilter 108 keinerlei Information zum interpolierten Signal G_K an seinem Ausgang hinzu, die nicht bereits im Signal verringerter Abtastdichte G_K am Ausgang der Dezimierschaltung 104 vorhanden wäre, und kann dies auch nicht. Mit anderen Worten dient die Expandierschaltung 106 der Expandierung der verringerten Abtastdichte in jeder Dimension des Signals G_K wieder zur Abtastdichte in jeder Dimension des Signals G_K am Ausgang des Faltungsfilters 102.

Die Subtrahierschaltung 110 subtrahiert das am Ausgang des Interpolationsfilters 108 erscheinende Signal G_K vom Signal G_{K-1} , das dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-K zugeführt worden ist und als Eingangssignal dem Faltungsfilter 102 und über die Verzögerungsschaltung 109 der Subtrahierschaltung 110 zugeführt worden ist. Die Verzögerungsschaltung 109 ergibt eine Verzögerung, die gleich der Gesamtverzögerung ist, welche durch das Faltungsfilter 102, die Dezimierschaltung 104, die Expandierschaltung 106 und das Interpolationsfilter 108 bedingt ist. Da beide der Subtrahierschaltung 110 als Eingänge zugeführte Signale in jeder ihrer Dimension dieselbe Abtastdichte CL_K haben und gleich verzögert werden, subtrahiert somit die Subtrahierschaltung 110 den durch die Digitalzahl jedes Abtastwertes des ihr zugeführten Eingangssignals G_K dargestellten Pegel von dem Pegel, der dargestellt wird durch die Digitalzahl des entsprechenden Abtastwertes ihres Eingangssignals G_{K-1} . Daher stellt das Ausgangssignal der Subtrahierschaltung 110 das Laplacesche Signal L_{K-1} dar, welches am zweiten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-K abgeleitet wird.

Nur diejenigen Signalkomponenten von G_{K-1} , die nicht auch im der Subtrahierschaltung 110 zugeführten Signal G_K vorhanden sind, sind am Ausgang der Subtrahierschaltung 110 im Laplaceschen Signal L_{K-1} enthalten. Eine erste solche Komponente besteht aus dem hochfrequenten Teil des Frequenzspektrums des Signals G_{K-1} , das oberhalb des Durchlaßbandes des Faltungsfilters 102 liegt. Wenn beispielsweise die Übertragungseinrichtung 100a-K der Übertragungseinrichtung 100-1 aus Fig. 1 entspricht, dann enthält also die erste Komponente von L_{K-1} (L_0) diejenigen Frequenzen des Frequenzspektrums von G_{K-1} (G_0), die innerhalb des Durchlaßbandes von f_1 bis f_0 liegen. Außer dieser Komponente enthält das Laplacesche Ausgangssignal L_{K-1} von der Subtrahierschaltung 110 auch eine zweite Fehlerkompensationskomponente aus Frequenzen innerhalb des Durchlaßbandes des Faltungsfilters 102, die im wesentlichen der Phaseninformation entsprechen, die im Signal G_K höherer Abtastdichte am Ausgang des Faltungsfilters 102 enthalten ist und bei dem (oben erläuterten) Dezimierungsprozeß verlorengegangen war. Somit wird die verlorene Phaseninformation im (dezimierten) Signal G_K verringerter Abtastdichte, das zum ersten Eingangsanschluß der unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung 100a-(K+1) weitergeleitet wird, im wesentlichen im Laplaceschen Signal L_{K-1} beibehalten, welches am zweiten Ausgangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100a-K entsteht.

Jede der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N kann den Aufbau der Übertragungseinrichtung 100a-K gemäß Fig. 1a haben. In diesem Falle hat das Restsignal G_N am Analysatorausgang, welches am ersten Ausgangsanschluß der letzten Übertragungseinrichtung 100-N des Satzes geliefert wird, eine Abtastdichte in jeder seiner Dimensionen, die kleiner (vorzugsweise die Hälfte) als die Abtastdichte in jeder Dimension des Signals G_{N-1} ist, welches ihrem ersten Eingang zugeführt wird. Da jedoch definitionsgemäß keine Übertragungseinrichtung des Satzes der Übertragungseinrichtung 100-N mehr folgt, ist es für die meisten Anwendungen unwichtig (jedoch mit Ausnahme von Anwendungsfällen bei komprimierter Datenübertragung), daß die Abtastdichte des Restsignals G_N kleiner als die Abtastdichte des Signals G_{N-1} ist, welches dem ersten Eingangsanschluß der Übertragungseinrichtung 100-N zugeführt ist. Daher kann in diesem Falle die letzte Übertragungseinrichtung 100-N des Satzes anstelle des gesamten Aufbaus der Übertragungseinrichtungen 100a-K alternativ gemäß Fig. 1c aufgebaut sein (obwohl jede der anderen Übertragungseinrichtungen (100-1...100(N-1)) des Satzes der ersten Art noch in der Weise wie die Übertragungseinrichtung 100a-K aufgebaut ist). In Fig. 1c wird das Ausgangssignal G_N des Faltungsfilters 102 (welches dieselbe Abtastdichte in jeder seiner Dimensionen hat wie das dem Eingang des Faltungsfilters 102 zugeführte Signal G_{N-1}) nicht durch eine Dezimierschaltung hindurchgeleitet, sondern es wird direkt als Restausgangssignal G_N von der letzten Übertragungseinrichtung 100a-N des Satzes der ersten Art weitergeleitet. Da in diesem Falle keine Dezimierung erfolgt ist, braucht auch

keine Expansion und Interpolation vorgenommen zu werden. Daher wird das Signal G_N am Ausgang des Faltungsfilters 102 direkt als Eingangssignal G_N der Subtrahierschaltung 110 zugeführt. Mit anderen Worten unterscheidet sich der Aufbau der Übertragungseinrichtung 100a-N nach Fig. 1c von demjenigen der Übertragungseinrichtung 100a-K nach Fig. 1a durch Weglassen der Dezimierschaltung 104, der Expandierschaltung 106 und des Interpolationsfilters 108. In diesem Falle sorgt die Verzögerungsschaltung 109 für eine Verzögerung, die nur gleich derjenigen infolge des Faltungsfilters 102 ist.

Die in Fig. 1a gezeigte erste Art (oder alternativ die nach den Fig. 1a und 1c) stellt eine Realzeit-Realisierung des Burt-Pyramiden-Algorithmus dar. In ihrer nützlichsten Form hat natürlich jede der Laplaceschen Komponenten am Analysatorausgangssignal, das nach dem Burt-Pyramiden-Algorithmus abgeleitet worden ist, eine Bandbreite von einer Oktave in jeder seiner Richtungen. Diese nützlichste Form des Burt-Pyramiden-Algorithmus wird bei der Realzeit-Realisierung gemäß Fig. 1a dadurch erreicht, daß man den Abtastfrequenztakt CL_{K+1} in jeder Dimension halb so groß wie den Abtastfrequenztakt CL_K in dieser Dimension macht.

Es sei nun ein anderer Typ einer Hierarchie-Pyramide beschrieben, die eine Alternative zur Burt-Pyramide darstellt. Diese alternative Pyramide wird als Filter-Subtrahier-Dezimier-Pyramide (FSD-Pyramide) bezeichnet. Zwar besitzt diese FSD-Pyramide bestimmte gewünschte Eigenschaften der Burt-Pyramide nicht, doch besitzt sie bestimmte andere erwünschte Eigenschaften, welche die Burt-Pyramide ihrerseits nicht hat. Eine erwünschte Eigenschaft der Burt-Pyramide (welche die FSD-Pyramide nicht hat) ist beispielsweise ihre inhärente Kompensation zufälliger Aliasing-Frequenzen bei der Synthese des rekonstruierten Originalsignals, die in jeder der jeweiligen Laplaceschen Komponenten und Restkomponenten in den analysierten Ausgangssignalen auftreten. Bei bestimmten Anwendungen erfordert dagegen die FSD-Pyramide einen geringeren apparativen Aufwand und läßt sich daher billiger als die Burt-Pyramide realisieren.

Die erfindungsgemäße Signalübertragungseinrichtung mit der Pipeline-Struktur ist auch nützlich für die Realzeit-Realisierung der FSD-Pyramide. Die FSD-Pyramide umfaßt eine zweite Art oder Spezies des strukturellen Aufbaus für die einzelnen Abtastsignal-Übertragungseinrichtungen 100-a...100-N des Satzes, welche in Fig. 1 gezeigt sind, unter Verwendung von Übertragungseinrichtungen oder -stufen wie die Stufen 100b-K gemäß Fig. 1b (anstelle der bei der Burt-Pyramide verwendeten oben beschriebenen Übertragungseinrichtungen 100a-K).

Die Übertragungseinrichtung 110b-K gemäß Fig. 1b zeigt eine digitale Ausführung der oben erwähnten zweiten Art, bei welcher jede einzelne Übertragungseinrichtung 100-1...100(N-1) des Satzes nach Fig. 1 die in Fig. 1b gezeigte Übertragungseinrichtung wie 100b-K und 100b-(K+1) verwendet. Weiterhin stellt die Übertragungseinrichtung 100b-(K+1) nach Fig. 1b diejenige der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N des Satzes dar, welche unmittelbar auf die Übertragungseinrichtung 100b-K folgt.

Wie in Fig. 1b gezeigt ist, weist die Übertragungseinrichtung 100b-K nur ein digitales Faltungsfilter 102 mit Abgriffen eine Dezimierschaltung 104, eine Verzögerungsschaltung 109 und eine Subtrahierschaltung 110 auf. Der strukturelle Aufbau der Übertragungseinrichtung 100b-K der zweiten Art gemäß Fig. 1b ist ähnlich demjenigen der Übertragungseinrichtung 100a-K (Fig. 1a) der ersten Art, außer daß das Signal G_{K-1} (mit einer Abtastdichte CL_K) dem Filter 102 als ein Eingangssignal und über die Verzögerungsschaltung 109 der Subtrahierschaltung 110 als Eingangssignal zugeführt wird und daß das Ausgangssignal G_K (ebenfalls mit der Abtastdichte CL_K) durch die Dezimierschaltung 104 geschickt wird, um jede Dimension der Abtastdichte des Signals G_K auf CL_{K+1} zu reduzieren, ehe das Signal G_K reduzierter Abtastdichte dem ersten Eingangsanschluß der unmittelbar folgenden Übertragungseinrichtung 100b-(K+1) zugeführt wird.

Die Übertragungseinrichtung 100b-K der zweiten Art unterscheidet sich von der Übertragungseinrichtung 100a-K der ersten Art dadurch, daß dem G_K -Eingang der Subtrahierschaltung 110 das Signal G_K der Abtastdichte CL_K (in jeder Dimension), welches vom Ausgang des Filters 102 auf den Eingang der Dezimierschaltung 104 gegeben wird, unmittelbar zugeführt wird. Genauer ausgedrückt unterscheidet sich dies von der Übertragungseinrichtung 100a-K der ersten Art, welche das Signal G_K verringerter Abtastdichte CL_{K+1} (in jeder Dimension) am Ausgang der Dezimierschaltung 104 verwendet. Die erste Art benötigt also die Expandierschaltung 106 und das Interpolationsfilter 108 zur Wiederherstellung des Signals G_K auf seine Abtastdichte CL_K (in jeder Dimension) ehe es dem G_K -Eingang der Subtrahierschaltung 110 zugeführt wird. Da das Eingangssignal G_K der Subtrahierschaltung 110 der Übertragungseinrichtung 100b-K der zweiten Art nicht von einer Quelle dezimierter Abtastdichte abgeleitet wird, wird keine Expandierschaltung 106 und kein Interpolationsfilter 108 in der Übertragungseinrichtung 100b-K benötigt. Somit liefert gemäß Fig. 1 die Verzögerungsschaltung 109 eine Verzögerung, die nur gleich der durch das Faltungsfilter 102 bedingten Verzögerung ist. Weiterhin besteht das Ausgangssignal L_{K-1} der Subtrahierschaltung 110 aus nur denjenigen relativ hochfrequenten Komponenten des Frequenzspektrums des Signals G_{K-1} , die nicht auch im Signal G_K am Ausgang des Faltungsfilters 102 vorhanden sind.

Gemäß der zweiten Art kann die letzte Übertragungseinrichtung 100-N des Satzes auch den strukturellen Aufbau der Übertragungseinrichtung 100b-K haben oder alternativ den strukturellen Aufbau gemäß Fig. 1c.

Die jeweiligen Ausführungen der ersten und zweiten Art gemäß den Fig. 1a und 1b sind digitale Ausführungen. Bei solchen digitalen Ausführungsformen wird ein Analog/Digital-Konverter anfangs benutzt, um ein analoges Signal in Digitalpegel-Abtastwerte umzuwandeln, wobei der Pegel jedes Abtastwertes normalerweise durch eine Mehrbit-Binärzahl dargestellt wird. Es ist jedoch nicht wesentlich, daß die erste oder zweite Art oder Spezies der erfindungsgemäßen Anordnung in digitaler Form realisiert wird. Abtastsignal-Übertragungseinrichtungen mit ladungsgekoppelten Elementen (CCD-Schaltungen) sind im Stande der Technik bekannt. Beispielsweise können CCD-Transversalfilter, etwa Split-Gate-Filter, als Faltungsfilter oder Interpolationsfilter entworfen werden. CCD-Signale bestehen aus einer Serie diskreter Abtastwerte, jedoch hat jeder Abtastwert einen analogen Amplitudenpegel. Somit läßt sich die Erfindung entweder in digitaler oder in analoger Form ausführen.

Die Filtercharakteristika eines Filters mit Abgriffen hängt von Faktoren ab, wie der Anzahl der Abgriffe, der

effektiven Zeitverzögerung zwischen den Abgriffen und den spezifizierten Amplitudenpegeln und der Polarität der jeweiligen Gewichtungsfaktoren, die den einzelnen Abgriffen zugeordnet sind. Zu Veranschaulichungszwecken sei angenommen, daß das Faltungsfilter 102 ein eindimensionales Filter mit fünf Abgriffen ist. Fig. 2 zeigt ein Beispiel für die spezifizierten Größenpegel der Gewichtungsfaktoren, die alle dieselbe Polarität haben (in Fig. 2 positiv) und jeweils den fünf einzelnen Abgriffen zugeordnet sind. Sie zeigt auch die effektive Zeitverzögerung zwischen jedem Paar benachbarter Abgriffe. Genauer gesagt ist, wie Fig. 2 andeutet, die effektive Zeitverzögerung zwischen jedem Paar benachbarter Abgriffe $1/CL_K$, also der Abtastperiode, welche durch den Abtastfrequenztakt CL_K definiert ist, welcher dem Faltungsfilter 102 jeder einzelnen der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N der ersten oder zweiten Spezies (wie in den Fig. 1a, 1b und 1c gezeigt) individuell zugeführt wird. Somit ist der Absolutwert der Zeitverzögerung CL_K des Faltungsfilters 102 jeder Übertragungseinrichtung 100-1...100-N größer als diejenige der unmittelbar vorangehenden Übertragungseinrichtung des Satzes.

Gemäß Fig. 2 haben die zu den fünf Abgriffen gehörigen Gewichtungsfaktoren alle positive Polarität und spezifizierte Größenpegel (spezielle Werte), welche um den dritten Abgriff symmetrisch verteilt sind. Genauer gesagt, haben die im Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 dem dritten Abgriff zugeordneten Gewichtungsfaktoren spezifizierte Werte von 6, die jeweiligen Gewichtungsfaktoren des zweiten und vierten Abgriffs haben denselben spezifizierten niedrigeren Wert 4, und die Gewichtungsfaktoren jeweils am ersten und fünften Abgriff haben denselben noch niedrigeren spezifizierten Wert 1. Die Hüllkurve 202 der Gewichtungsfaktoren 200 definiert die Kern- oder Rumpffunktion (und damit die Form der Filterkennlinie in der Frequenzebene) des Faltungsfilters 102 jeder der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N des Satzes. Weil alle Abtastwerte 200 erstens dieselbe Polarität (gemäß Fig. 2 positiv) haben, zweitens symmetrisch um den Mittelabgriff (dritter Abgriff) liegen und drittens der Abtastwert um so kleiner wird, je weiter er vom Mittelabstwert wegliegt, hat das Faltungsfilter 102 eine Tiefpaßfilterkennlinie in jeder der jeweiligen Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N des Satzes. Während in Fig. 2 alle Gewichtungsfaktoren die gleiche (positive) Polarität haben, muß dies bei einem Tiefpaßfilter nicht so sein. Einige der Gewichtungsfaktoren können die entgegengesetzte (negative) Polarität haben, solange die algebraische Summe der Gewichtungsfaktoren verschieden von Null ist. Die Kernfunktionsform (beispielsweise etwa die Einhüllende 202 nach Fig. 2) dann für alle Faltungsfilter 102 der jeweiligen Übertragungseinrichtungen des Satzes die gleiche sein, so daß die relativen Tiefpaßfrequenzcharakteristika (die Form der Filterkennlinien in der Frequenzebene) für alle Filter 102 gleich ist (obwohl dies nicht notwendig ist). Der Absolutwert der nominellen Tiefpaßgrenzfrequenz des Filters hat jedoch eine Bemessung für jede einzelne der Übertragungseinrichtungen, die von der Abtastfrequenzperiode $1/CL_K$ für dieses Filter abhängt. Durch geeignete Wahl der Pegel oder Größe der Gewichtungsfaktoren 200 (welche nicht die speziellen Werte 1, 4 und 6 gemäß Fig. 2 haben), kann man eine nominelle Tiefpaßgrenzfrequenz für das Signal G_K am Ausgang des Faltungsfilters 102 erreichen (welches in jeder Dimension eine Abtastdichte CL_K hat), die im wesentlichen die Hälfte der Maximalfrequenz (oder im Falle von G_0 die höchstmögliche interessierende Frequenz f_0) des Eingangssignals G_{K-1} für das Faltungsfilter ist. In diesem Falle reduziert die Dezimierschaltung 104 in jeder Dimension die eindimensionale Abtastdichte des Signals G_K auf $CL_K/2$ durch Unterdrückung jedes zweiten Abtastwertes in dieser Dimension. Jedoch bleibt das Signal G_K (welches durch die Abtasthüllkurve 202 bestimmt ist) am Ausgang der Dezimierschaltung 104 im wesentlichen dasselbe wie an ihrem Eingang (obwohl ein gewisser Verlust an Phaseninformation wegen der niedrigeren Abtastdichte am Ausgang der Dezimierschaltung 104 auftritt).

Es seien nun bestimmte bevorzugte Ausführungen der Realzeit-Realisierung der Burt-Pyramide beschrieben, welche die erste Spezies (Fig. 1a) der Art nach Fig. 1 bilden.

Hierbei wird auf Fig. 3 Bezug genommen, welche ein Systemblockschaltbild eines Spektralanalysators, einer Spektrumsänderungsschaltung und einer Signalsynthesierschaltung zeigt, die ein elektrisches Signal verarbeiten, welches eine eindimensionale Information darstellt (wie beispielsweise etwa irgendein sich zeitlich verändernde Information enthaltender Signaltyp).

Gemäß Fig. 3 wird das elektrische Originalsignal, dessen Spektrum analysiert werden soll, in analoger Form einem A/D-Konverter 305 zur Digitalisierung zugeführt. Das aufgrund der Abtastung erhaltene digitale Ausgangssignal des A/D-Konverters 305 ist mit G_0 bezeichnet. Das höherfrequente Ausgangssignal aufgrund von G_0 , ein Hochpaßspektrum Lob wird in einer Analysatorstufe 310 nullter Ordnung extrahiert, wobei G_1 übrig bleibt, ein tiefpaßgefiltertes Ausgangssignal aufgrund von G_0 . Der höherfrequente Anteil von G_1 , ein Bandpaßspektrum L_1 , wird in einer Analysatorstufe 315 erster Ordnung extrahiert, so daß G_2 verbleibt, ein tiefpaßgefiltertes Ausgangssignal aufgrund von G_1 . Der höherfrequente Anteil von G_2 , ein Bandpaßspektrum L_2 unterhalb des Bandpaßspektrums L_1 wird in einer Analysatorstufe 320 zweiter Ordnung extrahiert, wobei G_3 übrig bleibt, ein tiefpaßgefiltertes Ausgangssignal aufgrund von G_2 . Der höherfrequente Anteil von G_3 , ein Bandpaßspektrum L_3 unterhalb der Bandpaßspektren L_1 und L_2 wird in einer Analysatorstufe 325 dritter Ordnung extrahiert, wobei G_4 übrig bleibt, ein tiefpaßgefiltertes Ausgangssignal aufgrund von G_3 . Der höherfrequente Anteil von G_4 , ein Bandpaßspektrum L_4 unterhalb des Bandpaßspektrums L_3 , wird in einer Analysatorstufe 330 vierter Ordnung extrahiert, wobei G_5 übrig bleibt, ein tiefpaßgefiltertes Ausgangssignal aufgrund von G_4 . Der höherfrequente Anteil von G_5 , ein Bandpaßspektrum unterhalb der anderen Bandpaßspektren wird in einer Analysatorstufe 335 fünfter Ordnung extrahiert, wobei G_6 übrig bleibt, ein tiefpaßgefiltertes Restausgangssignal aufgrund von G_5 . Das Ausgangssignal G_6 ist praktisch ein sechsmal tiefpaßgefiltertes Ausgangssignal aufgrund des Originalsignals G_0 .

Die Analysatorstufen 310, 315, 320, 325, 330 und 335 enthalten Eingangstiefpaßfilterstufen 311, 316, 321, 326, 331 bzw. 336 mit zunehmend schmalere Durchlaßbandbreiten. Die tiefpaßgefilterten Ausgangssignale dieser Filter 311 bis 336 sind genügend schmaler als ihre Eingangssignale, so daß sie mit reduzierter Rate neu abgetastet werden können, ehe sie zur nächsten Analysatorstufe weitergegeben werden. Die Reduzierung der Abtastwerte erfolgt durch Selektion auf einer regelmäßigen Basis (etwa durch Dezimierung) in Dezimierungsschaltungen 312, 317, 322, 327, 332, 337, welche auf die Filter 311, 316, 321, 326, 331 bzw. 336 folgen. Bei der

oktavenweisen Spektralanalyse, die besonders zweckmäßig ist, wird durch den Dezimierungsprozeß jeder zweite Abtastwert unterdrückt.

Die höherfrequenten Anteile des jeder Analysatorstufe zugeführten Eingangssignals werden extrahiert, indem vom Eingangssignal die niedrigfrequenten Anteile weggenommen werden. Der dezimierte niedrigerfrequente Anteil des Eingangssignals führt auf die Probleme, unerwünschterweise in einer Abtastmatrix geringerer Auflösung als das Eingangssignal vorzuliegen und unerwünschterweise gegenüber dem Eingangssignal verzögert zu sein. Das erste dieser Probleme wird in Expansionsschaltungen 313, 318, 323, 328, 333, 338 gelöst durch Einsetzen von Nullen an die fehlenden Abtastpunkte in der Abtastmatrix des Tiefpaßfilter-Ausgangssignals und anschließende Eliminierung der gleichzeitig eingeführten zufälligen Oberwellenspektren durch Tiefpaßfilterung. Das zweite Problem wird gelöst durch Verzögerung der Eingangssignale der Analysatorstufen, ehe von ihnen die expandierten Tiefpaßfilter-Ausgangssignale subtrahiert werden, welche von den Expansionsschaltungen 313, 318, 323, 328, 333, 338 geliefert werden.

Der Verzögerungs- und Subtraktionsvorgang erfolgt in Schaltungen 314, 319, 324, 329, 334, 339, die jeweils in den Analysatorstufen 310, 315, 320, 325, 330, 335 enthalten sind. (In bestimmten Fällen können Bauteile vorteilhafterweise von den Eingangstiefpaßfiltern und der Verzögerungs- und Subtraktionsschaltung jeder Analysatorstufe gemeinsam benutzt werden, wie noch beschrieben werden wird.)

Die soeben beschriebene Spektralanalyse hat eine Pipeline-Natur, und es erfolgt eine zunehmend längere Zeitverschiebung der Abtastwerte L_1, L_2, L_3, L_4 und L_5 gegenüber den Abtastwerten L_0 . Der hier benutzte Ausdruck "Zeitverschiebung" bezieht sich auf differentielle Zeitverzögerungen vorbestimmter bekannter Beträge, die zwischen den entsprechenden Abtastwerten der informationsmäßig zusammenhängenden parallelen Signale auftreten, etwa zwischen entsprechenden Abtastwerten der analysierten Ausgangssignale $L_0, b_1, L_2, L_3, L_4, L_5$ und G_6 des in Fig. 3 gezeigten Spektralanalysators. Die noch zu beschreibende Signalsynthese aus den Spektrumsverfahren erfordert eine entgegengesetzte Zeitverschiebung entsprechender Sätze von Abtastwerten. Dies kann mit Hilfe von Verzögerungsleitungen 340, 341, 342, 343 und 344 (typischerweise in Form von Schieberegistern oder anderen Arten von Speichern, welche die äquivalente Funktion ausführen, also ein serienweise einzuschreibender und auszulesender Speicher) für die Abtastwerte L_0, L_1, L_2, L_3 und L_4 erfolgen, ehe diese in den Schaltungen 345, 346, 347, 348 bzw. 349 verändert werden, wie dies Fig. 3 zeigt. Alternativ können die Spektren verändert und der zum veränderten Spektrum gehörige Abtastwert zunehmend verzögert werden. Oder die Verzögerung kann in verschiedener Weise aufgeteilt und vor sowie nach der Veränderung erfolgen, um beispielsweise Spektrumsveränderungen zeitlich parallel durchzuführen. Verständlicherweise können innerhalb der Veränderungsschaltungen 345, 346, 347, 348 und 349 selbst unterschiedliche Verzögerungen als Teile der insgesamt unterschiedlichen Verzögerungserfordernisse in manchen Beispielen verwendet werden.

Die Spektren L_5 und G_6 werden in Veränderungsschaltungen 350 und 351 verändert. Bei einigen Signalverarbeitungsanwendungen mögen die Veränderungsschaltungen 345 bis 351 nicht benötigt werden und durch jeweils unmittelbare Verbindungen ersetzt werden. Die soweit beschriebenen Spektralanalyseverfahren können durch Verwendung zusätzlicher Analysatorstufen erweitert oder bei Benutzung von weniger Analysatorstufen beschnitten werden. In solchen Fällen ist das restliche Tiefpaßspektrum G_0 am Ende der Spektralanalyse nicht G_6 .

Bei der Signalsynthese durch Rekombination der Spektralanalysekomponenten, möglicherweise in veränderter Form, muß die Dezimierung der Abtastmatrix von Analysatorstufe zu Analysatorstufe rückgängig gemacht werden, damit die Spektralabtastwerte mit Hilfe der Addierer 353, 355, 357, 359, 361, 363 summiert werden können. Dies erfolgt zusätzlich zur Korrektur der Zeitverschiebung in den Verzögerungsschaltungen 340 bis 344. Die Dezimierung wird rückgängig gemacht mit Hilfe von Expansionsschaltungen 352, 354, 356, 358, 360 und 362, welche im wesentlichen gleich den Expansionsschaltungen 338, 333, 328, 323, 318 bzw. 313 sind. Durch Multiplexbetrieb kann eine einzige Schaltung eine doppelte Aufgabe erfüllen. Das restliche Tiefpaßspektrum G_0 wird zeitlich gegenüber dem benachbarten Bandpaßspektrum L_{0-1} vorverschoben, so daß seine Expandierung seinen Abtastwert zeitlich mit demjenigen des Signals L_{0-1} ausrichtet. G_0 ist in Fig. 3 G_6 , welches in der Expansionsschaltung 352 verändert (neu G_6') und expandiert und dann in der Addierschaltung 353 zum geänderten Signal L_{0-1} (L_5 in Fig. 3) hinzuaddiert ist, so daß ein synthetisiertes neues Signal G_{0-1} (neu G_7) entsteht. Das Ausgangssignal der Addierschaltung 353 wird in der Expansionsschaltung 354 expandiert und in der Additionsschaltung 355 zum verzögerten und geänderten Signal L_4 hinzuaddiert, so daß das neue Signal G_4' synthetisiert wird. Das Ausgangssignal der Addierschaltung 355 wird in der Expansionsschaltung 354 expandiert und in der Addierschaltung 357 zum verzögerten veränderten Signal L_3 hinzuaddiert, so daß das neue Signal G_3' synthetisiert wird. Das Ausgangssignal der Addierschaltung 357 wird in der Expansionsschaltung 358 expandiert und in der Addierschaltung 359 zum verzögerten und veränderten Signal L_2 zum synthetisierten neuen Signal G_2' hinzuaddiert. Das Ausgangssignal der Addierschaltung 359 wird in der Expansionsschaltung 60 expandiert und in der Additionsschaltung 361 zum verzögerten und veränderten Signal L_2 zum synthetisierten neuen Signal G_1' hinzuaddiert. Schließlich wird das Ausgangssignal der Addierschaltung 361 in der Expansionsschaltung 362 expandiert und in der Addierschaltung 363 zum synthetisierten neuen Signal G_0' addiert. Die neuen Signale $G_0', G_1', G_2', G_3', G_4', G_5'$ und G_6' sind in der Signalsynthetisierungsschaltung gemäß Fig. 3 durch Striche gekennzeichnet. Das neue Signal G_0' kann gewünschtenfalls mit Hilfe eines (nicht dargestellten) Digital/Analog-Konverters in analoge Form umgewandelt werden.

Die Expandierungen in den Schaltungen 352, 354, 356, 358, 360, 362 ergeben bei jedem Schritt des Syntheseverfahrens eine Unterdrückung oberhalb des Bandes. Wenn die Bandpaßspektren nicht breiter als eine Oktave sind, dann ergibt dies eine Unterdrückung sämtlicher Harmonischer, die von den Veränderungsschaltungen 345 bis 351 erzeugt worden sind, welche andernfalls die Signalsynthese durch Einführung zufälliger "alias"-Frequenzen (Fremdfrequenzen) beeinträchtigen würden.

Fig. 4 zeigt den Aufbau der Spektralanalysatorstufe für eine eindimensionale Information genauer, etwa die für die oktavenweise Spektralanalyse verwendeten Stufen 310, 315, 320, 325, 330 oder 335. Die Stufe ist die

Spektralanalysatorstufe K-ter Ordnung, wobei K Null oder eine positive ganze Zahl ist. Im Fall einer Spektralanalysestufe nullter Ordnung hat die Taktfrequenz für diese Stufe eine Rate R für die Abtastung des Original Eingangssignals G_0 , dessen Spektrum zu analysieren ist. Ist K eine positive ganze Zahl, dann verringert sich die Taktfrequenz um 2^K .

Das Eingangssignal G_K wird der Spektralanalysatorstufe nach Fig. 4 als Eingangssignal eines Schieberegisters 470 mit M Stufen zugeführt, das mit einer Taktfrequenz von $R/2^K$ getaktet wird. Die $(M+1)$ Abtastwerte mit zunehmend längerer Verzögerung, die am Eingang und den Ausgängen des Schieberegisters 470 vorhanden sind, bilden jede seiner Ausgangsfunktionen als Mehrabgriffs-Verzögerungsleitung eines Tiefpaß-Verzögerungsleitungsfilters. Die Abtastwerte werden in der Schaltung 471 gewichtet und summiert, um Abtastwerte eines linearphasigen Tiefpaßfilter-Ausgangssignals $G_{(K+1)}$ zu werden. Mit Ausnahme der Eingangsstufe dezimiert in allen Analysatorstufen, in denen K größer als 0 ist, die halbierte Taktrate (verglichen mit der Taktrate der vorangehenden Stufe), die im anfänglichen Schieberegister 470 und den Addierern der Gewichtung- und Summierungsschaltung 471 verwendet wird, das Signal $G_{(K+1)}$ gegenüber dem Signal G_K . Das Ausgangssignal $G_{(K+1)}$ wird als ein Eingangssignal einem Multiplexer 472 zugeführt, der mit einer Umschaltrate von $R/2^K$ abwechselnd sein Eingangssignal G_{K+1} bzw. ein Nullsignal auswählt und ein Signal $G_{(K+1)}^*$ erzeugt.

Das Signal $G_{(K+1)}^*$ hat ein Basisbandfrequenzspektrum, welches doppelt so groß wie das Spektrum von $G_{(K+1)}$ ist und mit einem harmonischen Doppelseitenbandspektrum mit unterdrücktem Träger mit einer Spitzenamplitude $G_{(K+1)}$ vermischt ist. Nebenbei sei bemerkt, daß die nachfolgende Spektralanalysatorstufe als Eingangssignal ein zeitlich geeignet liegendes Signal $G_{(K+1)}^*$ anstatt des Signals $G_{(K+1)}$ erhalten kann. Das Signal $G_{(K+1)}^*$ wird als Eingangssignal einem anderen Schieberegister 473 mit mehreren Stufen zugeführt (die Stufenzahl kann gleich oder verschieden von M sein), welches mit einer Rate von $R/2^K$ getaktet wird. Die vom Eingangssignal und den Ausgangssignalen von jeder Stufe des Schieberegisters 473 gebildeten $(M+1)$ Abtastwerte werden einer anderen Gewichtungs- und Summierschaltung 474 zugeführt, die gleich der Schaltung 471 ist. Die Schaltung 474 unterdrückt ein erstes harmonisches Spektrum von $G_{(K+1)}$ und liefert das Signal $G_{(K+1)}$ in expandierter Form als Abtastmatrix mit ebensovielen Abtastwerten wie die Abtastmatrix von G_K .

In einer Addierschaltung 475 wird diese expandierte Form von G_{K+1} subtrahiert von G_K , nachdem G_K im Schieberegister 470 und einer Verzögerungsschaltung 476 verzögert worden ist. Die Verzögerung des Signals G_K um M-Zyklen im Schieberegister 470 kompensiert die M/2-Zyklusverzögerung des mittleren Abtastwertes für die Gewichtungs- und Summierschaltung 471 hinsichtlich des Eingangssignals G_K für die Spektralanalysatorstufe nach Fig. 4 und hinsichtlich der gleichen M/2-Periodenverzögerung zwischen $G_{(K+1)}^*$ und dem mittleren Abtastwert für die Gewichtungs- und Summierschaltung 474. Die Verzögerungsschaltung 476 bringt eine Verzögerung zur Kompensation von Verzögerungen, die bei der Addition in den Gewichtungs- und Summierschaltungen 471 und 474 auftreten, und die Verzögerungsschaltung 476 kann einfach durch eine Verlängerung des Schieberegisters 470 um die erforderliche Anzahl weiterer Stufen realisiert werden. Das Ausgangssignal L_K von der Addierschaltung 475 ist eine der gesuchten Spektralanalysekomponenten, deren untere Frequenzgrenze durch die Tiefpaßfilterung in der K-ten Spektralanalysatorstufe gemäß Fig. 4 bestimmt wird und dessen obere Frequenzgrenze durch die Tiefpaßfilterung in der vorangehenden Spektralanalysatorstufe, falls eine solche vorhanden ist, bestimmt ist.

In Fig. 5 ist eine Möglichkeit zur Verringerung der Anzahl der Schieberegisterstufen, die im erfindungsgemäßen Spektrumanalysator verwendet werden, dargestellt. Die Proben zur Definition von $G_{(K+1)}^*$, die gewichtet und summiert werden, um die Tiefpaßfilterung zu bewirken, die der Interpolation von $G_{(K+1)}$ zugeordnet ist, werden von der mit Abgriffen versehenen Verzögerungsleitungsanordnung gewonnen, die zur Unterstützung der anfänglichen Tiefpaßfilterung von $G_{(K+1)}$ in der folgenden Spektralanalysatorstufe dient, und nicht durch Verwendung des Schieberegisters 473.

Fig. 5 zeigt anhand eines Beispiels, wie dies etwa zwischen der Analysatorstufe nullter Ordnung, die zur Erzeugung von L_0 verwendet wird, und der nachfolgenden Analysatorstufe durchgeführt wird. Die Elemente 570-0, 571-0, 575-0 und 576-0 sind diejenigen Elemente in der Spektralanalysatorstufe nullter Ordnung, welche den Elementen 470, 471, 475 und 476 der Spektralanalysatorstufe K-ter Ordnung nach Fig. 4 entsprechen. Die Elemente 570-1 und 571-1 der Spektralanalysatorstufe erster Ordnung sind analog den Elementen 570-0 und 571-0 der Spektralanalysatorstufe nullter Ordnung, außer daß sie mit der halben Rate getaktet werden. Die vier vom Eingang und den ersten drei Ausgängen des Schieberegisters 570-1 entnommenen Abtastwerte werden parallel mit einer Taktrate $R/2$ zugeführt. Zwischen sie werden Nullen eingeschachtelt, und die Ergebnisse werden in zwei Phasenbeziehungen durch ein siebenere Filtergewichts-Muster ABCDCBA gewichtet, um ein paar aufeinanderfolgender Abtastwerte zu erzeugen, die in der Subtrahierschaltung 575-0 mit der Taktrate R vom verzögerten Signal G_0 subtrahiert werden.

Der frühere Abtastwert jedes Paares aufeinanderfolgender Abtastwerte, die vom verzögerten Signal G_0 subtrahiert werden sollen, wird durch Multiplizieren des Eingangssignals des Schieberegisters 570-1 und seiner ersten drei Ausgangssignale mit Hilfe der Filtergewichte A, C, C und A in den Gewichtsschaltungen 580, 581, 582 und 583 und anschließendes Summieren der gewichteten Abtastwerte in der Summierschaltung 587 erhalten. Die dazwischengefügten Nullen würden bei dieser Positionierung von G_1 gegenüber dem Filtergewichtsmuster an die mit B, D, B zu gewichtenden Stellen fallen. Der spätere Abtastwert jedes Paares aufeinanderfolgender Abtastwerte, die vom verzögerten Signal G_0 zu subtrahieren sind, wird erhalten durch Multiplizierung des Eingangssignals des Schieberegisters 570-1 und seiner ersten beiden Eingangssignale mit den Filtergewichten B, D und B in den Gewichtungsschaltungen 584, 585 und 586 und anschließendes Summieren der gewichteten Abtastwerte in der Summierschaltung 588. Die dazwischengefügten Nullen würden an Stellen fallen, die für diese Positionierung von G gegenüber dem Filtergewichtsmuster mit A, C, C, A zu gewichten sind. Ein mit der Taktrate R betriebener Multiplexer 589 wählt abwechselnd zwischen Abtastwerten an den Ausgängen der Summierschaltungen 587 und 588 aus und liefert einen Abtastwertfluß, der in der Subtrahierschaltung 575-0 vom

verzögerten Signal G_0 zu subtrahieren ist.

Fig. 6 zeigt in weiteren Einzelheiten eine Stufe der Signalsyntheschaltung nach Fig. 3. Die Abtastwerte von G_k (oder verzögert und verändert G_n) werden im Multiplexer 692 mit Nullen verschachtelt, und das resultierende expandierte Signal wird als Eingangssignal einem Schieberegister 693 mit M (oder einer anderen Zahl > 1) Stufen zugeführt und mit der expandierten Abtastrate getaktet. Das Eingangssignal des Schieberegisters 693 und die Ausgangssignale von seinen Stufen werden einer Gewichtung- und Summierschaltung 694 zugeführt. Das Spektrum G_k (oder G_n), das mit der doppelten Rate neu abgetastet wird und dann eine harmonische Struktur hat, gelangt anschließend von der Gewichtung- und Summierschaltung 694 zu einer Addierschaltung 695, wo es mit dem veränderten Signal $L_{(k-1)}$ kombiniert wird und zeitlich verzögert wird, um mit den neu abgetasteten und gefilterten Abtastwerten G_k (oder G_n) ausgerichtet zu sein, mit denen es addiert wird. Der Multiplexer 692, das Schieberegister 693 und die Gewichtung- und Summierschaltung 694 können im Multiplexbetrieb arbeiten, um beim Spektralanalyseprozeß als Elemente 472, 473 und 474 zu dienen.

An dieser Stelle ist es zweckmäßig, die Charakteristik der Tiefpaßfilterung zu betrachten, die beim Tiefpaßfiltern des Spektralanalyseverfahrens und bei der Expandierung der Spektralanalyse und Signalsynthese benutzt werden. Die Tiefpaßfilterung erfolgt phasenlinear, und damit ist das Muster der Filtergewichte symmetrisch um den (die) mittleren Abtastwert(e). Die Filtergewichte summieren sich zu 1, um tiefe Frequenzen im Hochpaßspektrum L_0 und in den Bandpaßspektren $L_1, L_2, L_3 \dots$ weitgehend zu unterdrücken. Erfolgt die Spektralanalyse oktavenweise und die Dezimierung bei der Neucodierung des durch die Tiefpaßfilterung in jeder Spektralanalysatorstufe entfernten Unterbandes um den Faktor 2, dann ist es wünschenswert, Frequenzen unter zwei Dritteln der Oktavenmittenfrequenz bei der Tiefpaßfilterung zu entfernen. Eine stufenförmige Frequenzcharakteristik des Filters (also ein steiler Abfall der Filterkennlinie) führt zu Überschwingungen in den gefilterten Signalen, wodurch der Dynamikbereich sowohl der von der Spektralanalysatorstufe extrahierten Funktion $G_{(k+1)}$ als auch der durch Subtraktion des expandierten Signals $G_{(k+1)}$ von G_k erzeugte Funktion $L_{(k+1)}$ vergrößert wird. Dies ist ein Beispiel für das Gibbs'sche Phänomen, welches durch Verwendung eines weniger abrupten Abbruchs der Fourier-Reihe gemäßigt werden kann. Es ist eine Anzahl von Abbruchfenstern (truncation windows) bekannt, die eine Filterkurve mit verringertem Gibbs'schen Phänomen ergeben, beispielsweise nach Bartlett, Hanning, Hamming, Blackman und Kaiser. Es sei hier auf Kapitel 5.5 des Buches "DIGITAL SIGNAL PROCESSING" von A.V. Oppenheim und R.W. Schäfer verwiesen, erschienen bei Prentice-Hall Inc., Englewood Cliffs, N.J., 1975; die Überschrift dieses Kapitels lautet "Design of FIR Filters Using Windows" und steht auf den Seiten 239 bis 251.

In der Praxis wird die Anzahl der Abtastwerte bei der Tiefpaßfilterung gewöhnlich auf wenige begrenzt. Bei einer Filterung unter Verwendung einer ungeraden Zahl von Abtastwerten umfaßt das Filterausgangssignal eine direkte Komponente und eine Serie von Kosinusoberwellen, und bei einer geraden Anzahl von Abtastwerten benutzenden Filter umfaßt das Filterausgangssignal eine direkte Komponente und eine Serie von Sinusoberwellen. Die gewünschte Kennlinie wird auf die beste Übereinstimmung approximiert, wobei mit Hilfe eines Computers die Gewichtungsfaktoren nach einem Trial- und Error-Verfahren ausgewählt werden.

Man kann gemäß der Erfindung auch Spektren mit gleichem Q und anderen als Oktavenbreiten erzeugen, jedoch erscheint dies weniger zweckmäßig. Die Dezimierung des Tiefpaßfilter-Ausgangssignals zur Auswahl jedes dritten Abtastwertes und das Wegfiltern von Frequenzen unterhalb der Hälfte der Mittelfrequenz des Bandpaßspektrums zur Erzeugung eines Tiefpaßverhaltens führt zu einem Satz von Bandpaßspektren, deren Bandbreite zunehmend um ein Drittel statt beispielsweise um die Hälfte schmaler wird.

Die Abtastwert-Änderungsschaltungen 345 bis 351 nach Fig. 3 können verschiedene Formen haben, und einige von ihnen können durch direkte Verbindungen ersetzt werden. Zur Entfernung von Hintergrundrauschen niedrigen Pegels in den verschiedenen Spektren kann beispielsweise jede der Veränderungsschaltungen 345 bis 351 eine Basislinien-Begrenzungsschaltung 700 gemäß Fig. 7 enthalten. Solch eine Begrenzungsschaltung 700 läßt sich einfach realisieren durch Fallenlassen der letztstelligen Bits des Signals.

Fig. 8 zeigt eine Schaltung, die für jede der Veränderungsschaltungen 345 bis 351 für einen Spektrumsequenzierer benutzt werden kann. Ein Drehschalter 897 ist so verdrahtet, daß er für jede von mehreren Wellenstellungen einen Binärcode ergibt. Dieser Code wird über eine Verriegelungseinrichtung 898 einem 2-Quadranten-Multiplizierer zugeführt zur Multiplikation der Eingangsspektrums-Abtastwerte, so daß Ausgangsspektrums-Abtastwerte entstehen, die zur Erzeugung von G_v synthetisiert werden können. Die Verriegelungseinrichtung 898 erhält den Codeeingang zum Multiplizierer 889, während die Einstellung des Drehschalters 897 verändert wird. Man kann jedes Oktavenspektrum unterteilen mit Hilfe von Digitalfiltern, bei denen dieselbe Abtastrate benutzt wird wie bei der Ableitung des Oktavenspektrums oder eine halbierte Abtastrate, und anschließend die Verstärkungen der Spektralunterteilungen einzeln eingestellt werden. Die Unterteilung der Oktaven in Zwölftel ergibt individuelle Ton- oder Halbtoneinstellungen von beispielsweise codierten Musiksignalen.

Die Änderungsschaltungen können ROM-Speicher zur Speicherung nichtlinearer Übertragungsfunktionen sein. Beispielsweise kann in jeder der Abtastwert-Veränderungsschaltungen 345 bis 351 einer Übertragungseinrichtung ein ROM-Speicher 990 verwendet werden, der eine logarithmische Form des Eingangssignals speichert (Fig. 9), und in jeder der entsprechenden Abtastwert-Veränderungsschaltungen einer Empfangseinrichtung kann ein ROM-Speicher 1091 verwendet werden, der eine exponentielle Form des Eingangssignals speichert (Fig. 10), so daß man eine Preemphasis des Signals vor der Übertragung und eine Deemphasis nach dem Empfang erhält. Es können auch andere komplementäre Preemphasis- und Deemphasis-Kennlinien in den ROM-Veränderungsschaltungen der Sender- und Empfänger-Spektralanalyse-Signalsyntheschaltungen gespeichert werden.

Fig. 11 zeigt eine Abwandlung des Spektrumsanalysator und Signalsynthesystems nach Fig. 3, wobei die Verzögerungen zwischen Analyse und Synthese aufgeteilt sind, so daß Spektralabtastwerte ohne Zeitverschiebung für die Verarbeitung geliefert werden. Eine solche Ausrichtung ist beispielsweise erwünscht in einem

Kompansionsystem, wo die Spektralanalyse zur Trennung von Signalen in Spektren vor der Kompansion benutzt wird, so daß die komprimierten Spektren zur Unterdrückung von Verzerrungen, die während schneller Signalkompression oder -expansion erzeugt werden, gefiltert werden können. Die Amplitude des ursprünglichen, dem Analog/Digital-Konverter 305 in Fig. 3 zugeführten Signals kann festgestellt werden, um in der Schaltung 1130 ein Kompansionssteuersignal CC zu erzeugen, welches jedem der Kompander 1110, 1111, 1112, 1113, 1114, 1115, 1116 zugeführt wird, um die von ihnen komprimierten Signale mit schnellem Anstieg und langsamem Abfall zu komprimieren (fast-attack, slow-decay compansion). Die Kompander 1111 bis 1116 können im wesentlichen aus digitalen 2-Quadranten-Multiplizierern bestehen, bei denen das Steuersignal CC von einem Analog/Digital-Konverter abgeleitet wird, der den üblichen Analogschaltungen nachgeschaltet ist, um das zu komprimierende Signal festzustellen und daraufhin ein analoges Kompansionssteuersignal zu erzeugen.

Die Kompander 1110, 1111, 1112, 1113, 1114, 1115 und 1116 arbeiten mit den Spektren $L_0, L_1, L_2, L_3, L_4, L_5$ und G_6 , nachdem diese unter Verwendung von Verzögerungsschaltungen 1100, 1101, 1102, 1103, 1104 und 1106 zur zeitlichen Ausrichtung ihrer jeweiligen Abtastwerte differentiell verzögert worden sind. Die Verzögerungsschaltungen 1120, 1121, 1122, 1123, 1124 und 1125 verschieben dann die komprimierten Signale $L_0, L_1, L_2, L_3, L_4, L_5$ und G_6 in geeigneter Weise für den Signalsynthesevorgang unter Verwendung der Elemente 352 bis 363 gemäß Fig. 3.

Die Verzögerungen in den Verzögerungsschaltungen 1106 und 1125 betragen im wesentlichen $M/2$ -Zyklen der $R/2^K$ -Taktrate, wobei K fünf oder 16 M -Zyklen der Basistaktrate R ist, und diese Verzögerung tritt auf bei der Zusammenstellung der Abtastwerte für die Gewichtung- und Summierungsschaltung 474 der letzten Spektralanalysatorstufe 335. Diese Verzögerung von 16 M -Zyklen wird um die Verzögerungszeit D_1 verlängert, um die Additionszeiten in den Expansionsschaltungen 338 und 352 auszugleichen, und sie wird durch eine Verzögerungszeit D_2 weiter verlängert, um die zusätzlichen Zeiten in der Verzögerungs- und Subtrahierschaltung 334 und in der Addierschaltung 353 auszugleichen. Es sei angenommen, daß alle Additionsvorgänge mit der Basistaktrate R ausgeführt werden und D_1 und D_2 lassen sich durch Zahlen dieser Taktzyklen ausdrücken.

Die Verzögerung in der Verzögerungsschaltung 1104 ist länger als $16M + D_1 + D_2$ Zyklen der Taktrate R , und zwar um die Differenz zwischen der Zeit, die zur Entwicklung von L_5 aus G_3 benötigt wird, und der Zeit, die zur Entwicklung von L_4 aus G_3 benötigt wird. Die zur Entwicklung von L_5 aus G_3 benötigte Zeit beträgt M Zyklen von $R/2^5$ -Taktraten, um zweimal Abtastwerte zur Gewichtung und Summation zu sammeln, oder 32 M -Zyklen der Basistaktrate plus $2D_1$ für zwei Sätze von Abtastwertsummationen plus D_2 für die Abtastsubtraktion. Die für die Entwicklung von L_4 aus G_3 benötigte Zeit beträgt $M/2$ Zyklen von $R/2^4$ -Taktraten zum Sammeln von Abtastwerten zur Gewichtung und Summation oder 8 M -Zyklen der Basistaktrate plus D_1 zur Abtastwertsummation plus D_2 zur Abtastwertsubtraktion. Man braucht $24M + D_1$ Zyklen der Basistaktrate zusätzliche Verzögerung, um die Abtastwerte L_4 zeitlich mit den Abtastwerten L_5 auszurichten. Somit hat die Verzögerungsschaltung 104 eine Gesamtverzögerung von $40M + 2D_1 + D_2$ Zyklen der Basistaktrate R . Ähnliche Berechnungen ergeben, daß die Zyklen der Basistaktrate R , um welche die Abtastwerte in den Verzögerungsschaltungen 103, 102, 101 und 100 verzögert werden, $52M + 3D_1 + D_2$, $58M + 4D_1 + D_2$, $61M + 5D_1 + D_2$ bzw. $(62 \frac{1}{2})M + 6D_1 + D_2$ betragen.

Die von der Verzögerungsschaltung 1124 zusätzlich zu der Verzögerung durch die Verzögerungsschaltung 1125 benötigte Verzögerung ist diejenige Zeit, die für die Expansion in der Schaltung 354 und die für die Addition in der Addierschaltung 355 benötigte Verzögerung D_2 gebraucht wird. Die erstgenannte Verzögerung beträgt $M/2$ Zyklen der Taktrate $R/2^4$ zum Sammeln von Abtastwerten für die Gewichtung und Summierung, 8 M -Zyklen der Basistaktrate R plus der für die Summierung beim Gewichtungs- und Summierungsprozeß benötigten Verzögerung D_1 . Die Gesamtverzögerung in der Verzögerungsschaltung 1124 beträgt dann $24M + D_1 + D_2$. Durch ähnliche Berechnungen ergeben sich die Gesamtverzögerungen in den Verzögerungsschaltungen 1123, 1122, 1121 und 1120 in Zyklen der Basistaktrate R ausgedrückt zu $28M + 3D_1 + 3D_2$, $30M + 4D_1 + 4D_2$, $31M + 5D_1 + 5D_2$ bzw. $(31 \frac{1}{2})M + 6D_1 + 6D_2$.

Ähnliche Berechnungen lassen sich zur Bestimmung der Gesamtverzögerungen in den Verzögerungsschaltungen 340 bis 344 der Fig. 3 verwenden unter der Annahme, daß die Änderungsschaltungen 345 bis 351 alle dieselben Verzögerungen haben. Die Verzögerungsschaltungen 340, 341, 342, 343, 344 und 345 haben jeweils Verzögerungen, in Zyklen der Basistaktrate R ausgedrückt, von $77M + 12D_1 + 7D_2$, $76M + 10D_1 + 6D_2$, $72M + 8D_1 + 5D_2$, $64M + 6D_1 + 4D_2$ und $48M + 4D_1 + 3D_2$.

Die im Spektralanalysator angewandte digitale Filterung ist eine Art oder Spezies hierarchischer Filterung von allgemeinem Interesse, indem eine Tiefpaß- oder Bandpaßfilterung, die sich über viele viele Abtastwerte erstreckt, mit einer relativ kleinen Anzahl von zu irgendeiner Zeit gewichteten und summierten Abtastwerten durchgeführt wird.

Obgleich die Erfindung auch brauchbar ist für die Verwendung des Spektrums einer eindimensionalen Signalinformation, wurde die Burt-Pyramide entwickelt zur Analysierung primär der Raumfrequenzen zweidimensionaler Bildinformationen. Die Erfindung erlaubt eine Realzeit-Spektralanalyse der Raumfrequenzen einer sich verändernden Bildinformation, wie sie in aufeinanderfolgenden Videobildern bei einer Fernsehdarstellung auftritt.

Wie in der Fernsehtechnik bekannt ist, treten aufeinanderfolgende Videovollbilder (im NTSC-Format) nacheinander mit einer Vollbildrate von 30 Vollbildern pro Sekunde auf. Jedes Vollbild besteht aus einem Raster von 525 ineinanderverschachtelten Horizontalablenkzeilen. Die aufeinanderfolgenden ungeradzahlig Horizontalablenkzeilen eines Vollbildes werden während einer ersten Halbbildperiode nacheinander gesendet. Die aufeinanderfolgenden geradzahlig Ablenkzeilen eines Vollbildes werden nacheinander während einer zweiten Halbbildperiode übertragen, welche auf die erste Halbbildperiode folgt. Darauf folgt die erste Halbbildperiode des nächstfolgenden Vollbildes. Die Dauer jeder Halbbildperiode beträgt $1/60$ -stel Sekunde. Jedoch muß man eine Speicherung für mindestens die Anzahl der Bildelemente in einer Halbbildzeit vorsehen, um das volle

Raumfrequenzspektrum des Bildes in verzögerter Realzeit definieren zu können.

Eine als fortschreitende Abtastung bekannte Technik kennt man in der Fernsehtechnik, um aus einem NTSC-Videosignal Vollbilder mit den gesamten 525 aufeinanderfolgenden Zeilen mit einer Rate von 60 Vollbildern pro Sekunde abzuleiten. Bei dieser Technik wird jedes aufeinanderfolgende NTSC-Halbbild für eine Halbbildperiode von $1/60$ -stel Sekunde verzögert. Auf diese Weise sind die aufeinanderfolgenden Ablenkzeilen eines gleichzeitig auftretenden ungeradzahligten Halbbildes mit den aufeinanderfolgenden Ablenkzeilen eines unmittelbar vorangehenden geradzahligten Halbbildes verschachtelt, welches um eine Halbbildperiode verzögert worden ist, so daß man ein ganzes Vollbild von Bildelementen während des gleichzeitig auftretenden ungeradzahligten Halbbildes jedes der aufeinanderfolgenden Vollbilder erhält. In ähnlicher Weise sind die aufeinanderfolgenden Ablenkzeilen eines gleichzeitig auftretenden geradzahligten Halbbildes mit den aufeinanderfolgend auftretenden Ablenkzeilen eines unmittelbar vorangehenden ungeradzahligten Halbbildes verschachtelt, welches um eine Halbbildperiode verzögert worden ist, um ein volles Vollbild von Bildelementen während dieser gleichzeitig auftretenden geradzahligten Halbbildperiode jedes der aufeinanderfolgenden Vollbilder zu ergeben.

Die oben beschriebene fortschreitende Abtasttechnik ist besonders nützlich für die Erzeugung hochauflösender Bildwiedergaben, wie sie als High Definition Television (HDTV) bekannt ist, was derzeit in der Fernsehtechnik entwickelt wird. Die Erfindung eignet sich auch für HDTV, um bessere Bildwiedergaben zu liefern.

Fig. 12 zeigt einen Spektralanalysator gemäß der Erfindung zur Verarbeitung von Signalen, die eine zweidimensionale Information darstellen, wie etwa die Raumfrequenz-Bildinformation, die in aufeinanderfolgenden, fortschreitend abgetasteten Fernsehvollbildern enthalten ist. Alternativ kann eine solche zweidimensionale Information auch von einer ohne Zeilensprung arbeitenden Fernsehkamera erhalten werden oder von einer mit Zeilensprung arbeitenden Kamera mit nachgeschaltetem Speicher.

Anhand von Fig. 12 sei aus Gründen der Einfachheit der Beschreibung die monochrome Verarbeitung der Leuchtdichtesignale erläutert, jedoch kann die zu beschreibende Technik auch individuell auf die Primärfarben von Farbfernsehsignalen oder auf die aus diesen durch algebraische Matrizierung abgeleiteten Signale angewandt werden. Ein Originalvideosignal wird in Rasterabtastformat einem Analog/Digital-Konverter 1205 zur Abtastung (falls unabgetastet) oder zur Neuabtastung (falls bereits abgetastet) und zur endgültigen Digitalisierung zugeführt. Die digitalisierten Videoabtastwerte sind als Signal mit G_0 bezeichnet und enthalten das vollständige zweidimensionale Raumfrequenzspektrum des ursprünglichen Signals und dessen aufgrund der Abtast-Vorgänge zugehörige Oberwellenspektren. Diese Oberwellenspektren sind symmetrisch um die jeweilige Abtastfrequenz und deren Oberwellen. Die Oberwellenspektren werden in der nachfolgend erläuterten Weise spezifisch behandelt. Die allgemeine Tatsache ihres Vorhandenseins, wird erwähnt, weil die Oberwellenspektren beim Entwurf der zweidimensionalen Tiefpaß-Raumfrequenzfilter berücksichtigt werden müssen, die der Spektralanalysator gemäß Fig. 12 verwendet. Der Grund liegt darin, daß diese Oberwellenspektren Anlaß zu Fremdfrequenzen bei der Spektralanalyse und bei der darauf aufbauenden Signalsynthese geben.

In der Spektralanalysatorstufe 1210 erster Ordnung wird aus G_0 ein Hochpaßspektrum L_0 abgetrennt. Dieses Hochpaßverhalten wird im wesentlichen bewirkt durch Tiefpaßfiltern von G_0 und Verzögerung von G_0 gegenüber seiner zeitlichen Lage, mit der es aus dem A/D-Konverter 1205 kommt, um dasselbe Maß, um welches die tieferfrequenten Anteile von G_0 im Tiefpaßfilter-Ausgangssignal verzögert sind, und durch Subtraktion des tiefpaßgefilterten Ausgangssignals von dem verzögerten Signal G_0 . Mit der Annahme, daß die Spektralanalyse oktavenweise erfolgt, wird die Grenzfrequenz des zweidimensionalen Tiefpaß-Raumfrequenzfilters 1211 gleich der obersten Frequenz des nächsten zu analysierenden Bandpaßspektrums L_1 von Oktavbreite gewählt, also bei vier Drittel seiner Mittenfrequenz. In der Dezimierschaltung 1212 werden abwechselnde Reihen und Spalten von Abtastwerten eliminiert, um das tiefpaßgefilterte Signal G_0 mit der Raumfrequenzrate $R/2$ abzutasten, und dieses Signal mit reduzierter Abtastrate wird als Tiefpaßausgangssignal der Stufe 1210 für die weitere Spektralanalyse geliefert. Das tiefpaßgefilterte Signal G_0 mit reduzierter Abtastrate wird dann nach den Methoden interpoliert, die von R. W. Schafer und L. R. Rabiner in ihrem Aufsatz "A Digital Signal Processing Approach to Interpolation" auf den Seiten 692 bis 702 der Zeitschrift PROCEEDINGS OF THE IEEE, Band 61, Nr. 6, vom Juni 1973 beschrieben sind. In der Expansionsschaltung 1213 werden die in der Dezimierschaltung 1212 eliminierten Abtastwerte durch Nullen ersetzt, um ein Eingangssignal für ein weiteres zweidimensionales Tiefpaß-Raumfrequenzfilter 1214 zu bilden. Dieses Filter kann dieselben Abtastgewichtskoeffizienten benutzen wie das anfängliche Tiefpaßfilter, aber es hat in jedem Falle im wesentlichen dieselbe Grenzfrequenz wie dieses. Das resultierende Signal hat eine Abtastmatrix gleicher Ausdehnung wie diejenige des Signals G_0 , welches in der Verzögerungsschaltung 1215 verzögert ist, und es wird vom verzögerten Signal G_0 in der Subtrahierschaltung 1216 subtrahiert, um ein Hochpaß-Ausgangssignal L_0 zu ergeben. L_0 ist nicht nur der Hochpaßteil von G_0 , sondern es enthält auch niedrigerfrequente Phasenfehlerkorrekturterme, wie oben erwähnt, die bei der Rücksynthese des Videosignals aus der Spektralanalyse benutzt werden, um die durch die Neuabtastung G_0 bei niedriger Abtastrate in der Dezimierschaltung 12 eingeführten Fehler zu kompensieren.

Diese Trennung des Signals in einen Tiefpaßteil, der mit der halben Rate neu abgetastet wird, und in einen Hochpaßteil, wird in jeder Spektralanalysatorstufe wiederholt. Jede aufeinanderfolgende Spektralanalysatorstufe erhält als Eingangssignal das neu abgetastete Tiefpaß-Ausgangssignal der vorangehenden Spektralanalysatorstufe, wobei die Abtastrate in jeder aufeinanderfolgenden Spektralanalysatorstufe gegenüber derjenigen der vorangehenden Stufe halbiert wird. Das Hochpaß-Ausgangssignal jeder Spektralanalysatorstufe 1220, 1230, 1240, 1250, 1260 nach der anfänglichen Stufe 1210 hat eine obere Grenze, welche durch die Tiefpaßcharakteristik der vorangehenden Stufe bestimmt ist, und daher sind diese "Hochpaß"-Ausgangssignale tatsächlich Bandpaßspektren absinkender Raumfrequenz mit gleichem Q . Die Dezimierung der Ausgangssignale der anfänglichen Tiefpaßfilter in jeder Stufe, die mit einem Faktor von 2 erfolgt, und die Grenzfrequenz der Tiefpaßfilter in jeder Stufe, die zwei Drittel der Mittenfrequenz der von ihr bewirkten Spektralanalyse beträgt, sind Faktoren, welche

diese Spektren mit gleichem Q sinkende Oktaven der zweidimensionalen Raumfrequenz sein läßt.

Das dezimierte Tiefpaß-Ausgangssignal G_1 der Spektralanalysatorstufe 1210 wird von ihrer Dezimierschaltung 1212 als Eingangssignal der nächstfolgenden Spektralanalysatorstufe 1220 zugeführt. Die Spektralanalysatorstufe 1220 hat Elemente 1221, 1222, 1223, 1224 und 1226 analog den Elementen 1211, 1212, 1213, 1214, 1215 und 1216 der Spektralanalysatorstufe 1210; die Unterschiede der Arbeitsweise rühren daher, daß die Abtastfrequenz in der Stufe 1220 in beiden Dimensionen bezüglich der Stufe 1210 halbiert sind. Die Tiefpaßfilter 1221 und 1224 haben Gewichtskoeffizienten gleich denjenigen der Tiefpaßfilter 1211 bzw. 1214; jedoch wird durch die Halbierung der Abtastrate in der Stufe 1220 im Vergleich zur Stufe 1210 die Grenzfrequenz der Filter 1221 und 1224 im Vergleich zu den Filtern 1211 und 1214 halbiert. Die Verzögerung vor der Subtraktion in der Verzögerungsschaltung 1225 ist zweimal so lang wie in der Verzögerungsschaltung 1215; nimmt man an, daß diese Verzögerungen durch Taktung in einem Schieberegister oder dergleichen bewirkt werden, dann sind die Verzögerungsstrukturen die gleichen, wobei das Verzögerungsverhältnis 2 : 1 durch das Verhältnis 1 : 2 der jeweiligen Verzögerungstaktraten in den Verzögerungsschaltungen 1225 und 1215 gegeben ist. Das Hochpaß-Ausgangssignal L_1 der Spektralanalysatorstufe 1220 ist ein Bandpaßspektrum von Raumfrequenzen unmittelbar unterhalb des Spektrums L_0 .

Das dezimierte Tiefpaß-Ausgangssignal G_2 der Spektralanalysatorstufe 1220 wird von seiner Dezimierschaltung 1222 als Eingangssignal der Spektralanalysatorstufe 1230 zugeführt. Das Bandpaßspektrum L_2 eine Oktave unterhalb L_1 ist das Hochpaß-Ausgangssignal der Spektralanalysatorstufe 1230 aufgrund ihres Eingangssignals G_2 . Die Spektralanalysatorstufe 1230 enthält Elemente 1231, 1232, 1233, 1234, 1235 bzw. 1236 entsprechend den Elementen 1221, 1222, 1223, 1224, 1225 und 1226 der Spektralanalysatorstufe 1220 mit Ausnahme der halbierten Abtastraten.

Das dezimierte Tiefpaß-Ausgangssignal G_3 der Spektralanalysatorstufe 1230 wird von ihrer Dezimierschaltung 1232 als Eingangssignal der nachfolgenden Spektralanalysatorstufe 1240 zugeführt. Das Bandpaßspektrum L_3 eine Oktave unterhalb von L_2 ist das Hochpaß-Ausgangssignal der Spektralanalysatorstufe 1240 aufgrund ihres Eingangssignals G_3 . Die Spektralanalysatorstufe 1240 enthält Elemente 1241, 1242, 1243, 1244, 1245 bzw. 1246 entsprechend den Elementen 1231, 1232, 1233, 1234, 1235 und 1236 der Spektralanalysatorstufe 1230, mit Ausnahme der halbierten Abtastraten.

Das dezimierte Tiefpaß-Ausgangssignal G_4 der Spektralanalysatorstufe 1240 wird von ihrer Dezimierschaltung 1242 als Eingangssignal der nächstfolgenden Spektralanalysatorstufe 1250 zugeführt. Das Bandpaßspektrum L_4 eine Oktave unterhalb von L_3 ist das Hochpaß-Ausgangssignal der Spektralanalysatorstufe 1250 aufgrund ihres Eingangssignals G_4 . Die Spektralanalysatorstufe 1250 enthält Elemente 1251, 1252, 1253, 1254, 1255 bzw. 1256 entsprechend den Elementen 1241, 1242, 1243, 1244, 1245 und 1246 der Spektralanalysatorstufe 1240, mit Ausnahme der halbierten Abtastraten.

Das dezimierte Tiefpaß-Ausgangssignal G_5 der Spektralanalysatorstufe 1250 wird von ihrer Dezimierschaltung 1252 als Eingangssignal der nachfolgenden Spektralanalysatorstufe 1260 zugeführt. Das Bandpaßspektrum L_5 eine Oktave unterhalb von L_4 ist das Hochpaß-Ausgangssignal der Spektralanalysatorstufe 1260 aufgrund ihres Eingangssignals G_5 . Die Spektralanalysatorstufe 1260 enthält Elemente 1261, 1262, 1263, 1264, 1265 und 1266 entsprechend den Elementen 1251, 1252, 1253, 1254, 1255 und 1256 der Spektralanalysatorstufe 1250 mit Ausnahme der halbierten Abtastraten.

Das dezimierte Tiefpaß-Ausgangssignal G_N , welches von der Dezimierschaltung der letzten Spektralanalysatorstufe geliefert wird, hierbei ist G_N G_6 , das von der Dezimierschaltung 1262 der Spektralanalysatorstufe 1260 geliefert wird, ist ein restliches Spektral-Tiefpaß-Ausgangssignal. Es dient als Grundlage für die Neusynthese der Signale durch Summierung interpolierter Spektralbandpaßsignale der späteren Spektralanalysatorstufen und des "Schlußstein"-Hochpaß-Spektralausgangssignals der anfänglichen Spektralanalysatorstufe. L_0, L_1, L_2, L_3, L_4 und L_5 sind zeitlich verschoben und werden mit zunehmenden Verzögerungsbeträgen geliefert. Das restliche Tiefpaßspektrum G_N (hier G_6) folgt zeitlich dem letzten Bandpaßspektrum L_{N-1} (hier L_5) mit entgegengesetzter Zeitverschiebung.

Wie hier beschrieben wird, erfordern die Verfahren der Signalsynthese aus Spektralkomponenten auch, daß die Spektralkomponenten L_0, L_1, L_2, L_3, L_4 und L_5 gegenseitig diese entgegengesetzte Zeitverschiebung haben. Vor der Beschreibung der Durchführung der Spektralanalyse und Synthese der daraus gewonnenen Signale sei der Aufbau der Spektralanalysatorstufen genauer erläutert. Zunächst seien die anfänglichen zweidimensionalen Tiefpaßfilter beschrieben.

Wie in der Filtertechnik bekannt ist, können zweidimensionale Filter nicht trennbarer Natur oder alternativ trennbarer Natur sein. Trennbare Filterung in der ersten und zweiten Dimension läßt sich durchführen, indem zunächst in einer ersten Richtung gefiltert wird, wobei ein erstes eindimensionales Filter benutzt wird, und dann in einer zweiten Richtung gefiltert wird, die rechtwinklig zur ersten Richtung verläuft, indem ein zweites eindimensionales Filter benutzt wird. Da die jeweiligen Tiefpaßfilter-Kennlinien zweier getrennt hintereinandergeschalteter eindimensionaler Filter, die ein trennbares zweidimensionales Tiefpaßfilter bilden, völlig unabhängig voneinander sind, kann also die Kern- oder Rumpffunktion und Struktur jedes dieser Tiefpaßfilter ähnlich derjenigen sein, wie sie im Zusammenhang mit den Fig. 2a und 2b und den Fig. 3 bis 11 beschrieben worden ist.

Im Falle von Fernsehbildern, die aus dem Raster horizontaler Ablenkzeilen gebildet sind, sind die beiden rechtwinkligen Richtungen eines trennbaren Filters vorzugsweise die horizontale und vertikale Richtung. Verwendet man eine trennbare zweidimensionale Tiefpaßfilterung bei der Realisierung der Erfindung, dann lassen sich gewisse Vorteile bei der Durchführung der horizontalen Tiefpaßfilterung vor der vertikalen Tiefpaßfilterung erreichen, während man andere Vorteile erhält, wenn man die vertikale Tiefpaßfilterung vor der horizontalen Tiefpaßfilterung vornimmt.

Nimmt man beispielsweise die horizontale Filterung und Dezimierung zuerst vor, dann reduziert sich die

Anzahl der Bildelement-Abtastwerte pro horizontaler Ablenkzeile, welche durch die vertikale Kernfunktion während der nachfolgenden Vertikalfilterung zu verarbeiten ist, um die Hälfte. Nimmt man jedoch erst die vertikale Filterung vor, dann kann man dieselbe Verzögerungsstruktur benutzen, die erforderlich ist, um die relativ lange, für die Vertikalfilterung benötigte Verzögerung zu ergeben und auch um die jeweiligen Kompensationsverzögerungen (1215, 1225, 1235, 1245, 1255 und 1265) für die Weiterleitung der jeweiligen Signale G_0 bis G_5 zum positiven Anschluß jeder entsprechenden Subtrahierschaltung 1216, 1226, 1236, 1246, 1256 und 1266 der Stufen 1210, 1220, 1230, 1240, 1250 und 1260 des in Fig. 12 gezeigten Spektralanalysators zu ergeben.

Die Gesamtfilteransprache (Verteilung der Eingangsproben in einer Positionsmatrix) trennbarer zweidimensionaler Raumfrequenzfilter kann quadratisch oder rechteckig im Querschnitt parallel zur Raumfrequenzebene sein. Jedoch können Filteransprachen nicht trennbarer Filter andere Querschnitte haben. Kreisförmige und elliptische Querschnitte sind von besonderem Interesse für die Filterung rasterabgetasteter Fernsehsignale, da Filteransprachen mit solchen Querschnitten zur Reduzierung übermäßiger diagonalen Auflösung in den Fernsehsignalen benutzt werden können. Die Gleichmäßigkeit der Bildauflösung in allen Richtungen ist wichtig beispielsweise in Fernsehsystemen, wo das Bild zwischen Kamera und Wiedergabevorrichtung verdreht wird.

Nachstehend ist eine Matrix von Filtergewichten mit einem Muster angegeben, das eine Quadrantensymmetrie und ein lineares Phasenverhalten aufweist, Filtercharakteristika, die besonders geeignet zur Verwendung als die 2-D-Tiefpaßfilter 1211, 1221, 1231, 1241, 1251 bzw. 1261 und die 2-D-Tiefpaßfilter 1214, 1224, 1234, 1244, 1254 und 1264 nach Fig. 12 eignen.

A	B	C	B	A
D	E	F	E	D
G	H	J	H	G
D	E	F	E	D
A	B	C	B	A

Eine Kernfunktionsmatrix mit diesem Muster von Gewichtungsfaktoren verarbeitet ihrerseits jeden von aufeinanderfolgenden Bildabtastwerten, wobei jeder Bildabtastwert bei der Verarbeitung in seiner Position einem zentral gelegenen Gewichtungsfaktor J der Matrix entspricht. In einem Tiefpaßfilter hat der Gewichtungsfaktor J den relativ höchsten Größenwert, und jeder der anderen Gewichtungsfaktoren hat einen Größenwert, der zunehmend kleiner wird, je weiter er von der Mittelposition weg liegt. Daher haben die Gewichtungsfaktoren A in den Ecken den niedrigsten Größenwert.

Im Falle eines nicht trennbaren zweidimensionalen Filters sind die spezifischen gewählten Werte der Pegelgrößen von A, B, C, D, E, F, G, H und J völlig unabhängig voneinander. Im Falle eines zweidimensionalen trennbaren Filters ergeben sich die Pegelgrößen der Gewichtungsfaktoren jedoch aus dem Kreuzprodukt der jeweiligen Werte der horizontalen und vertikalen eindimensionalen Kerngewichtsfaktoren, und die jeweiligen Werte A, B, D, D, E, F, G, H und J sind nicht völlig unabhängig voneinander.

Eine Anordnung zur Synthetisierung eines elektrischen Signals aus Komponentenspektren, wie sie generell in Fig. 13 gezeigt ist, ist von Bedeutung für die Erfindung. Die Spektralkomponenten $G_0, L_0, L_1, L_2, L_3, L_4$ und L_5 sind Entsprechungen ihrer nicht mit Strich versehenen Gegenstücke, die vom Spektralanalysator nach Fig. 12 geliefert werden. Die Spektralkomponenten $L_0, L_1, L_2, L_3, L_4, G_6$ und L_5 werden zeitlich zunehmend später von dem Spektralanalysator nach Fig. 12 geliefert und müssen differentiell verzögert werden, um $G_0, L_0, L_1, L_2, L_3, L_4$ und L_5 zunehmend später für die Signalsyntheschaltung nach Fig. 13 zu liefern.

Fig. 13 zeigt eine Signalsyntheschaltung mit einer Mehrzahl aufeinanderfolgenden Signalsynthesestufen 1360, 1365, 1370, 1375, 1380, 1385. Bei der Verwendung zur Interpolation expandiert jede Stufe die Abtastwertmatrix einer Spektralkomponente, so daß sie die gleiche Ausdehnung wie die in der Raumfrequenz nächsthöhere Spektralkomponente hat, so daß sie zu dieser Spektralkomponente addiert werden kann. Die Expansion der Abtastwertmatrix erfolgt durch Verschachtelung der Abtastpunkte in der Matrix mit Nullen und Tiefpaßfilterung des Ergebnisses zur Entfernung von Oberwellenstrukturen. Die Tiefpaßfilterung hat vorzugsweise dieselbe Filtercharakteristik wie die Tiefpaßfilterung beim entsprechenden Interpolationsvorgang im Spektralanalysator nach Fig. 12.

Die Tiefpaßfilterung bei der Interpolation in der Signalsyntheschaltung unterdrückt Oberwellen der durch nichtlineare Verarbeitung veränderten Signale G_n oder L_k , die in den Veränderungsschaltungen auftreten können (wie sie im Zusammenhang mit Fig. 3 beschrieben sind), welche zwischen den Spektralanalysator nach Fig. 12 und die Synthetisierschaltung nach Fig. 13 eingefügt sind. Solche nichtlinearen Vorgänge verursachen sichtbare Aliasing-Fehler im synthetisierten Bildgemisch, wenn nicht die Tiefpaßfilterung durch die Interpolationsprozesse erfolgte, welche bei der Signalsynthese vorgenommen werden.

Bei der Synthetisierschaltung nach Fig. 13 werden zwischen die Abtastwerte des Tiefpaßspektrums G_0 in der Expansionsschaltung 1361 Nullen eingefügt, und dann werden sie durch das zweidimensionale Tiefpaß-Raumfrequenzfilter 1362 geschickt, das ähnlich dem Filter 1265 beim Spektrumanalysator nach Fig. 12 ist. Die Abtastwerte des Ausgangssignals des Filters 1362 werden in einer Addierschaltung 1363 zu Abtastwerten von L_0 zu einem Signal G_5 addiert, welches ähnlich oder identisch mit dem hypothetischen zeitlich verzögerten Abbild von G_5 ist. Dann werden die Abtastwerte G_5 in der Expansionsschaltung 1366 mit Nullen verschachtelt. Dieses Signal wird durch das Tiefpaßfilter 1367 geschickt, welches ähnlich dem Tiefpaßfilter 1254 nach Fig. 12 ist, und in einer Addierschaltung 1368 zu L_4 addiert, wobei G_4 entsteht, welches gleich oder identisch mit einem zeitlich

verzögerten Abbild von G_4 ist. Die Abtastwerte von G_4 werden in der Expansionsschaltung 1371 mit Nullen verschachtelt und das Ergebnis wird in einem Filter 1372, welches ähnlich dem Filter 1244 in Fig. 12 ist, tiefpaßgefiltert. Das Ausgangssignal des Filters 1372 wird in einer Addierschaltung 1373 zu L_3 addiert und das entstehende Signal G_3 ist ähnlich oder identisch mit einem verzögerten Abbild von G_3 . Die Abtastwerte von G_3 werden in der Expansionsschaltung 1376 mit Nullen verschachtelt, und das Ergebnis wird in einem Filter 1377, welches ähnlich dem Filter 1234 in Fig. 12 ist, tiefpaßgefiltert. Das Ausgangssignal des Filters 1377 wird in einer Addierschaltung 1378 zu L_2 addiert, wobei G_2 entsteht, welches ähnlich oder identisch einem verzögerten Abbild von G_2 ist. In einer Expansionsschaltung 1381 werden Nullen zwischen die Abtastwerte G_2 eingefügt, und das Ergebnis wird in einem Filter 1382 tiefpaßgefiltert. Das Ausgangssignal des Filters 1382 wird in einer Addierschaltung 1383 zu L_1 addiert, wobei G_1 entsteht, welches ähnlich oder gleich G_1 mit Verzögerung ist. Die Abtastwerte von G_1 werden zur Interpolation einer Expansionsschaltung 1386 und einem Tiefpaßfilter 1387, welches ähnlich dem Filter 1214 nach Fig. 12 ist, zugeführt. Das Ausgangssignal des Filters 1387 wird in einer Addierschaltung 1388 mit L_0 zu G_0 addiert, dem synthetisierten Signal, welche dasselbe Bild, möglicherweise mit Änderungen, wiedergibt, welches durch G_0 beschrieben wird.

Während die zweidimensionale Realisierung der Erfindung sich besonders für die Bildverarbeitung des Raumfrequenzspektrums von Bildern in Realzeit eignet, so versteht es sich, daß die zweidimensionale Information, auf welche sich die Erfindung bezieht, nicht auf das Raumfrequenzspektrum zweidimensionaler Bilder beschränkt ist. Beispielsweise kann eine der beiden Dimensionen der Raumfrequenzinformation und die andere der beiden Dimensionen einer Zeitfrequenzinformation entsprechen.

Weiterhin eignet sich die Erfindung zur Analyse des Realzeit-Frequenzspektrums von Informationen, die durch mehr als zwei Dimensionen definiert sind. Im Falle einer dreidimensionalen Information können beispielsweise alle drei Dimensionen Rauminformationen entsprechen, oder alternativ können zwei der Dimensionen Raumfrequenzen entsprechen, während die dritte Dimension einer Zeitinformation entspricht. Von Interesse ist in diesem Zusammenhang eine Bildverarbeitungseinrichtung, die auf das Auftreten von Bewegung in einem wiedergegebenen Fernsehbild reagiert. In diesem Fall bleibt das Raumfrequenzspektrum des wiedergegebenen Bildes, das den stationären Gegenständen entspricht, von Videovollbild zu Vollbild der Videoinformation dasselbe, während der Teil des Raumfrequenzspektrums des Wiedergabebildes, der bewegten Objekten entspricht, sich von Vollbild zu Vollbild der Bildinformation verändert. Ein Spektralanalysator gemäß der Erfindung kann auch bei solchen Bildverarbeitungseinrichtungen verwendet werden, die 3-D-Tiefpaßfilter benutzen. Zwei der drei Dimensionen dieser Tiefpaßfilter sind räumlich und entsprechen zwei Raumdimensionen der zwei Tiefpaßfilter in jeder Stufe des zweidimensionalen Spektralanalysators nach Fig. 12. Die dritte Dimension ist zeitlich und entspricht den Feinstrukturcharakteristika des dreidimensionalen Spektrums aufgrund von Änderungen, die durch die Bewegung von Objekten in den Werten der Amplitudenpegel der entsprechenden Bildelemente des Wiedergabebildes von Vollbild zu Vollbild verursacht werden.

Bei der vorstehenden Beschreibung von Ausführungsformen der Erfindung ist angenommen worden, daß das zeitliche Signal G_0 ein Basisbandsignal mit einem Frequenzspektrum ist, welches Information einer oder mehrerer Dimensionen definiert. Bekanntermaßen wird solche Basisbandinformation häufig in Frequenzmultiplexformat übertragen, wobei die Basisbandinformation durch die Seitenbänder einer Trägerfrequenz dargestellt wird, welche mit einer Basisbandinformationskomponente moduliert ist. Durch Verwendung geeigneter Modulatoren und Demulatoren bezüglich der Übertragungseinrichtungen 100-1...100-N aus Fig. 1 können G_0 und/oder irgendeines der Signale G_1 ... G_N und/oder irgendeines der Signale L_0 ... L_{N-1} Frequenzmultiplexsignale sein.

Der Ausdruck "Schieberegister" ist in den Ansprüchen für Einrichtungen verwendet, welche die äquivalente Funktion ausführen, also beispielsweise ein seriell einzuspeichernder und auszulesender Speicher.

Patentansprüche

1. Analysatoranordnung zur Verarbeitung eines Originalsignals, z. B. bei einer Videosignalübertragung, unter Zerlegung in $(N+1)$ Teilspektren ($N = \text{ganze Zahl} > 1$), wobei das Originalsignal aufeinanderfolgenden Tiefpaßfilterungen unterworfen wird, bei denen zunehmend niedriger aufgelöste Darstellungen des Originalsignals entstehen, die zur Bildung der Teilspektren mit der jeweils nächsthöher aufgelösten Darstellung subtraktiv vereinigt werden, während das letzte Teilspektrum durch die niedrigst aufgelöste Darstellung des Originalsignals gebildet wird, gekennzeichnet durch eine Pipelinestruktur in Form einer Kaskadenschaltung von N getakteten Signalfiltern (100-1...100-N) mit jeweils

- einem Tiefpaßfilter (102) für Signalabtastwerte (G_K-1),
- einem Signalunterabtaster (Dezimator 104) zur Lieferung tiefpaßgefilterter Abtastwerte (G_K) verringerter Abtastrate an einen Ausgang des Signalfilters (100-1...) als gegenüber dessen Eingangssignal niedriger aufgelöste Darstellung,
- einer Koppelschaltung (104, 106, 108, 109), die an einem ersten Ausgang (Ausgang von 109) ein Signal entsprechend dem Eingangssignal des Tiefpaßfilters (102) und an einem zweiten Ausgang (Ausgang von 108) über eine die Abtastrate wieder heraufsetzende Expandierschaltung (106) mit nachgeschaltetem weiteren Tiefpaßfilter (Interpolationsfilter 108) ein Signal entsprechend dem tiefpaßgefilterten Signal liefert, wobei diese beiden Ausgangssignale mit gleicher Abtastrate auftreten und gleichzeitig Darstellungen desselben Signals zum selben Abtastzeitpunkt bilden,
- und einer Subtrahierschaltung (110), deren Eingänge an die Ausgänge der Koppelschaltung (104...109) angeschlossen sind und die an ihrem Ausgang das jeweilige Teilspektrum liefert, und durch eine Taktgeberschaltung zur Erzeugung einer Mehrzahl von Taktsignalen zunehmend niedrigerer Taktfrequenz zur entsprechenden Taktung der jeweils niedriger aufgelöste Signaldarstellungen lie-

fernden Signalfilter (100-1...).

2. Anordnung nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch ein in der Koppelschaltung (100-1...) zwischen deren zweiten Ausgang und den Ausgang des Signalmultiplikators (Dezimator 104) geschaltetes Interpolationsfilter (108) zur Umwandlung des tiefpaßgefilterten unterabgetasteten Signals niedrigerer Abtastrate als die Abtastrate des Eingangssignals des Tiefpaßfilters (102) in ein tiefpaßgefiltertes Signal mit gleicher Abtastrate wie das Eingangssignal des Tiefpaßfilters (102). 5
3. Anordnung nach Anspruch 1 oder 2, dadurch gekennzeichnet, daß das Originalsignal (G_0) ein Videosignal im Rasterabastformat ist und eine ständig fortlaufende Reihe digitaler Abtastwerte umfaßt, welche für jedes von mit einer Fernseh-Vollbildfrequenz aufeinanderfolgenden Vollbildern die jeweiligen Bilddaten festlegen, und daß jedes der Signalfilter (100-1...) ein zweidimensionales Abtastfilter ist, welche die ihm als Eingangssignal angelegten Bilddaten eines jeden der aufeinanderfolgenden Videovollbilder filtert. 10
4. Anordnung nach Anspruch 1, 2 oder 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Signalfilter (100-1...100-N) alle gleich und so aufgebaut sind, daß sie eine Mehrzahl von Signalabtastwerten gewichten und kombinieren, und daß die Taktgeberschaltung als zunehmend niedrigere Taktfrequenzen jeweils die halbe Taktfrequenz der nächsthöheren erzeugt. 15
5. Anordnung nach Anspruch 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß mindestens eines der Signalfilter (100-1...) ein nichttrennbares zweidimensionales Filter ist.
6. Anordnung nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß die Rasterabtastung der Bilddaten jedes der aufeinanderfolgenden Video-Vollbilder in Horizontalrichtung und in Vertikalrichtung verläuft und daß mindestens eines der Tiefpaßfilter (102) ein trennbares zweidimensionales Filter ist, bestehend aus einem ersten bzw. einem zweiten eindimensionalen Filter zur Filterung jeweils der Bilddaten eines jeden der aufeinanderfolgenden Videovollbilder in Horizontalrichtung bzw. in Vertikalrichtung. 20
7. Anordnung zur Synthese von $N+1$ Mengen von Abtastwerten entsprechend zunehmend niedriger aufgelösten Darstellungen eines Originals in $N+1$ getrennten Teilspektren ($N = \text{ganze Zahl} > 1$), wobei die erste Abtastwertmenge dem höchstfrequenten Teilspektrum entspricht und die zweite bis $(N+1)$ -te Abtastwertmenge mit ansteigender Ordnungszahl fortschreitend niedrigfrequenten Teilspektren entspricht, mit N Signalkombinierschaltungen, deren erste das durch die Abtastwertmenge der höchsten Ordnungszahl dargestellte und an einem ersten Eingang zugeführte Signal additiv mit dem durch die Abtastwertmenge der zweithöchsten Ordnungszahl dargestellten und an einem zweiten Eingang zugeführten Signal vereinigt und deren folgende jeweils die vereinigten Signale von der unmittelbar vorangehenden Kombinierschaltung an einem ersten Eingang additiv mit der an einem zweiten Eingang zugeführten, durch die Abtastwertmenge der nächstniedrigeren Ordnungszahl dargestellten Signal vereinigen, gekennzeichnet durch folgende Merkmale zur Realisierung einer synthetisierenden Pipeline-Struktur, welche die $N+1$ Abtastwertmengen als getrennte zeitliche Folgen von Abtastwerten empfängt und daraus ein zusammengesetztes fortlaufendes Zeitsignal synthetisiert, wobei zumindest die ersten N Abtastwertfolgen einer mit zunehmender Ordnungszahl niedrigeren Auflösung entsprechen und wobei die $N+1$ Abtastwertfolgen zueinander unterschiedliche Zeitverzögerung haben: 25
- a) dem ersten Eingang zumindest der zweiten bis N -ten Kombinierschaltung (z. B. 355, 357, 359, 361, 363 in Fig. 3) ist jeweils eine erste Koppelschaltung (354, 356, 358, 360, 362) vorgeschaltet, welche die einer niedrigeren Auflösung entsprechende Abtastwertfolge in eine die gleiche Signaldarstellung bildende, der nächsthöheren Auflösung entsprechende Abtastwertfolge umwandelt; 40
- b) dem zweiten Eingang zumindest der zweiten bis N -ten Kombinierschaltung sind zweite Koppelschaltungen (z. B. 344, 343, 342, 341, 340) vorgeschaltet, deren Laufzeiten so bemessen sind, daß die an den beiden Eingängen einer jeden Kombinierschaltung empfangenen Abtastwerte zeitgleiche Signale des Originalsignals darstellen; 45
- c) der Ausgang der N -ten Kombinierschaltung (363) ist mit einem Ausgangsanschluß zur Entnahme des synthetisierten Originalsignals versehen.
8. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß die unterschiedlichen Zeitverzögerungen der N Abtastwertfolgen mit zunehmender Ordnungszahl der Abtastwertfolge zunehmen.
9. Anordnung nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß das synthetisierte zusammengesetzte Zeitsignal ein Videosignal im Rasterabastformat ist, bestehend aus einer ständig fortlaufenden Reihe digitaler Abtastwerte, welche für jedes von mit einer Fernseh-Vollbildfrequenz aufeinanderfolgenden Vollbildern die jeweiligen Bilddaten festlegen. 50

Hierzu 9 Seite(n) Zeichnungen

Fig. 1

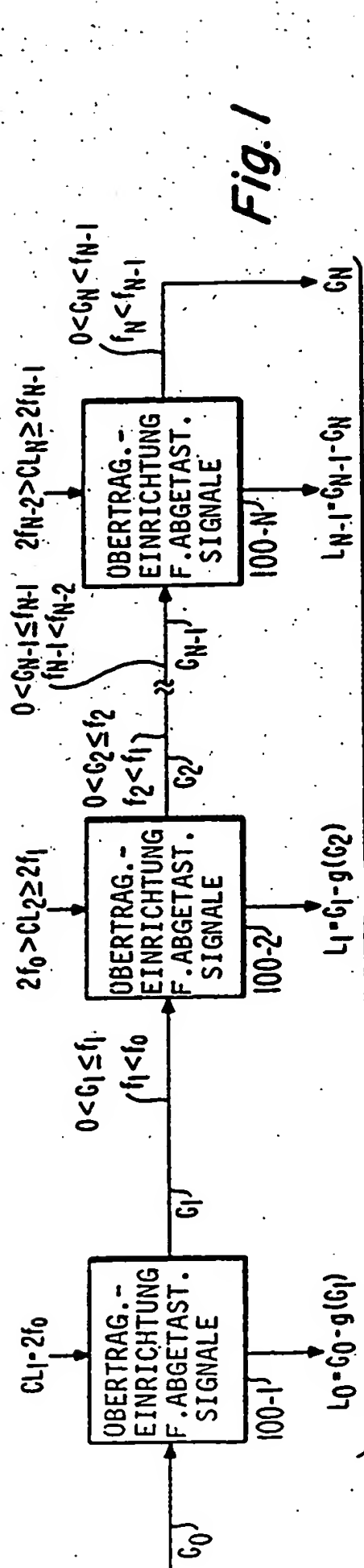
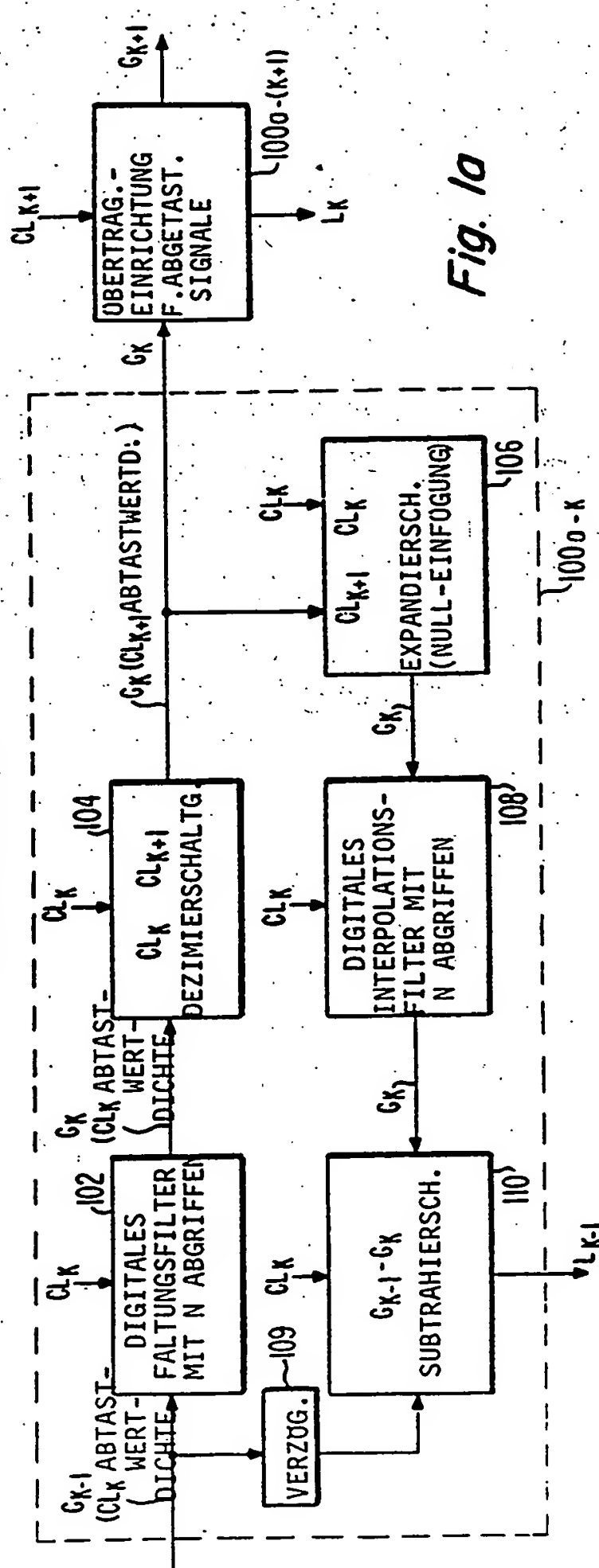
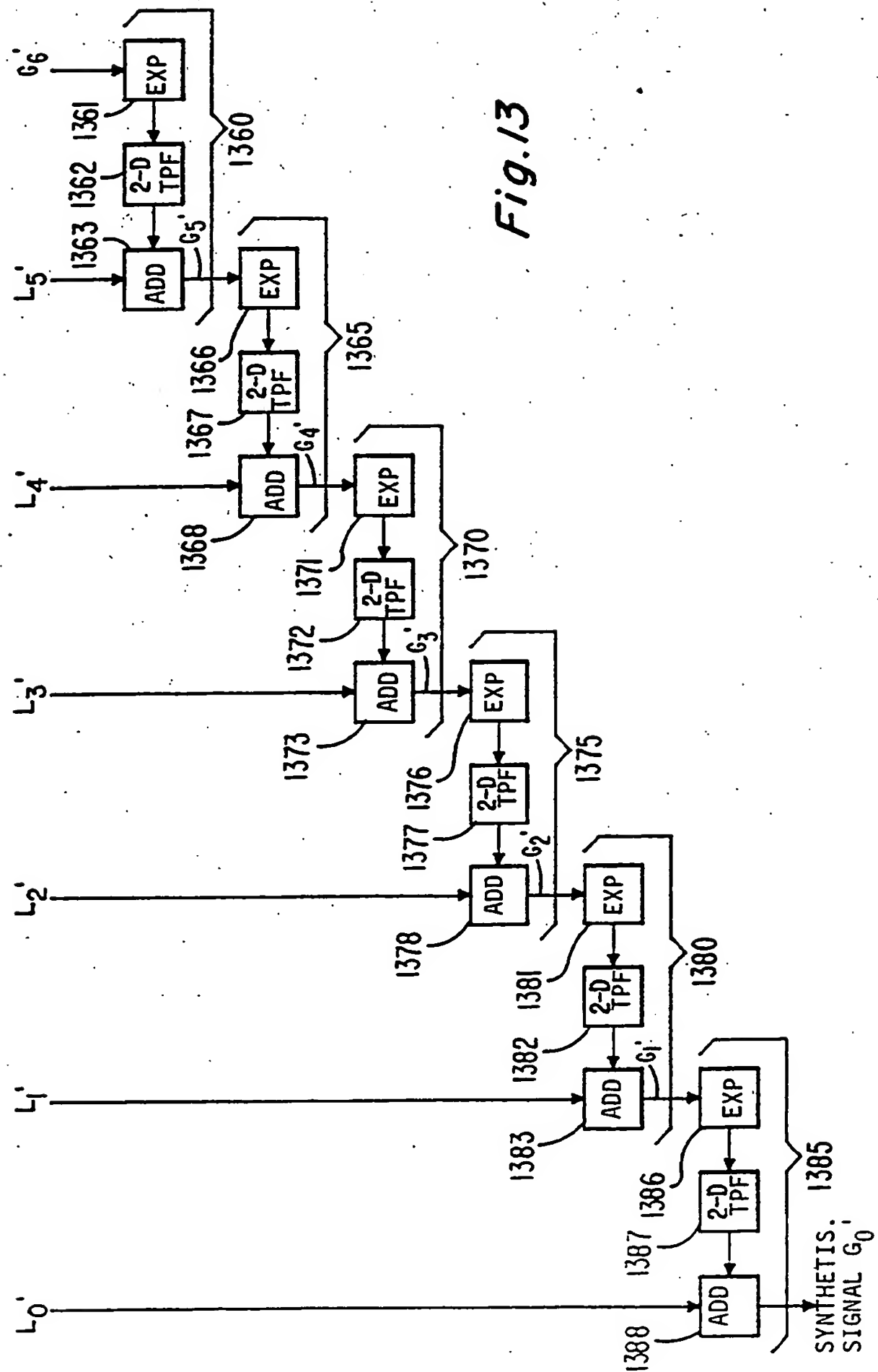


Fig. 1a





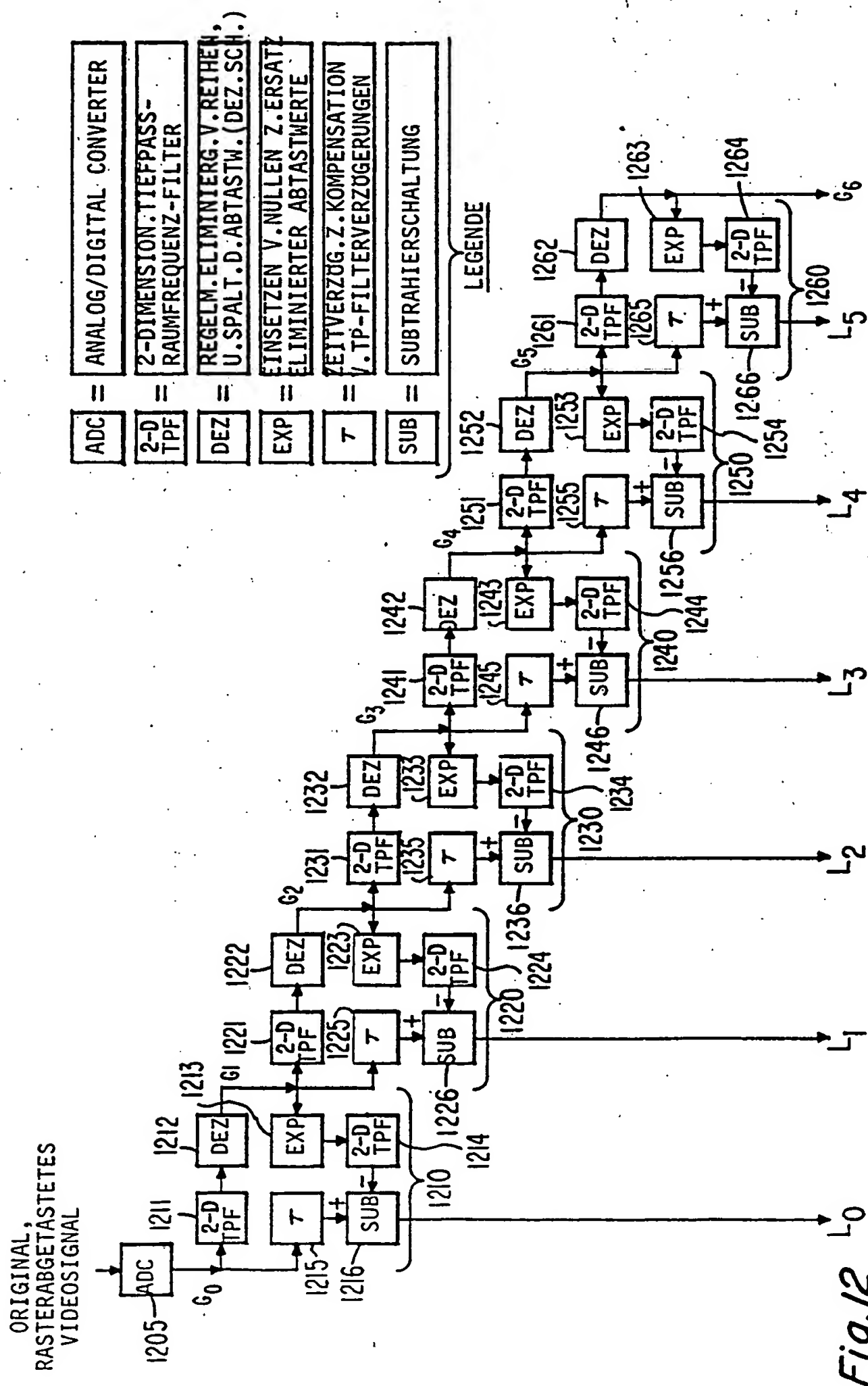


Fig.12

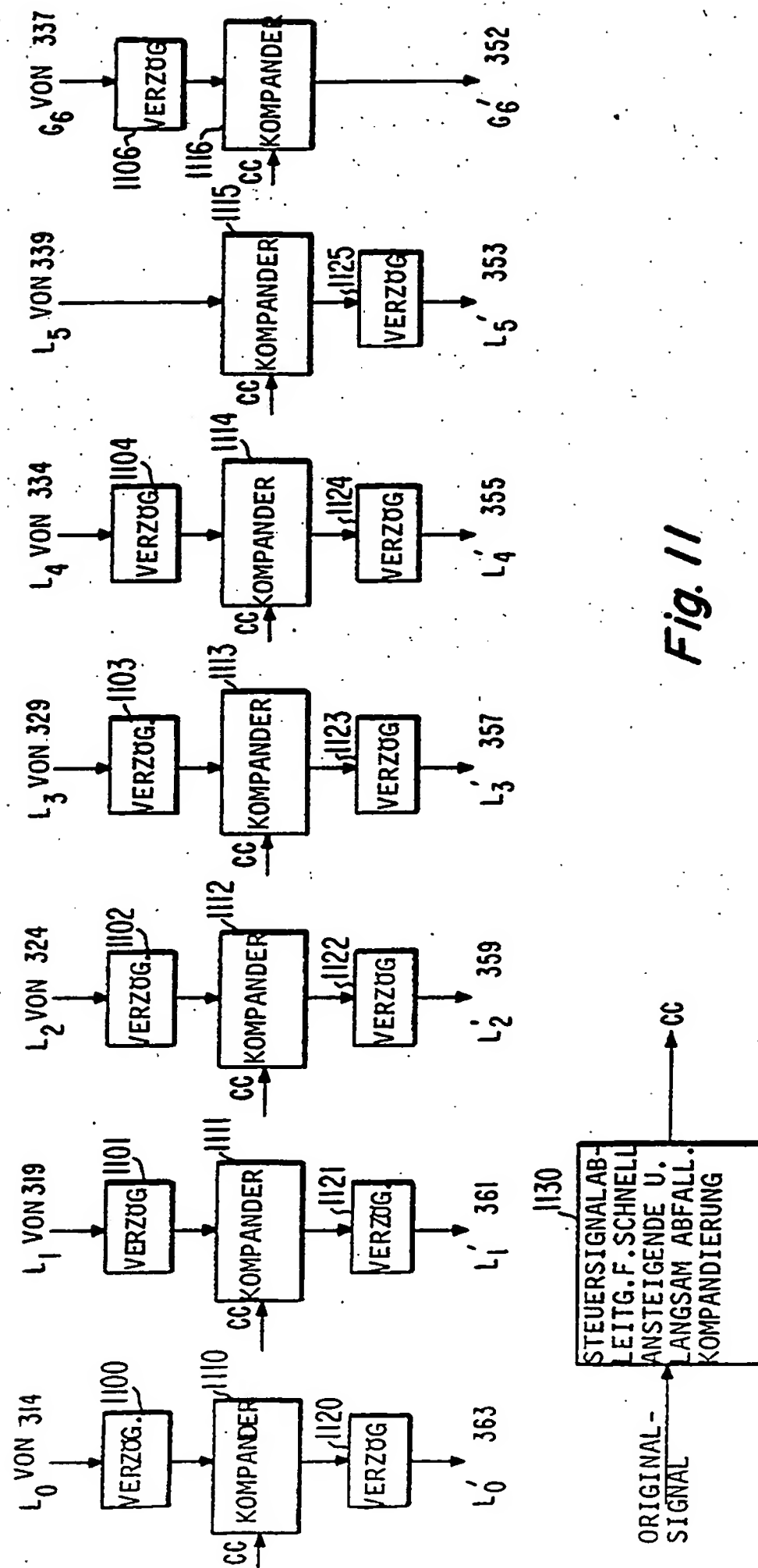


Fig. 11

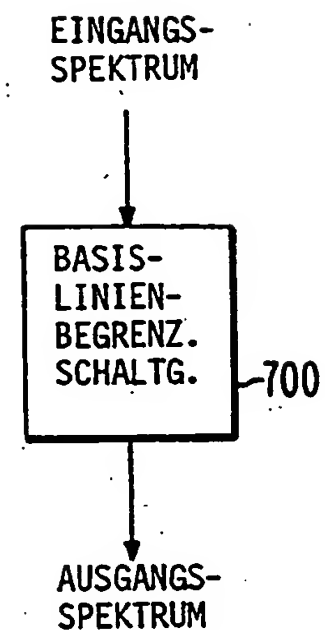


Fig. 7

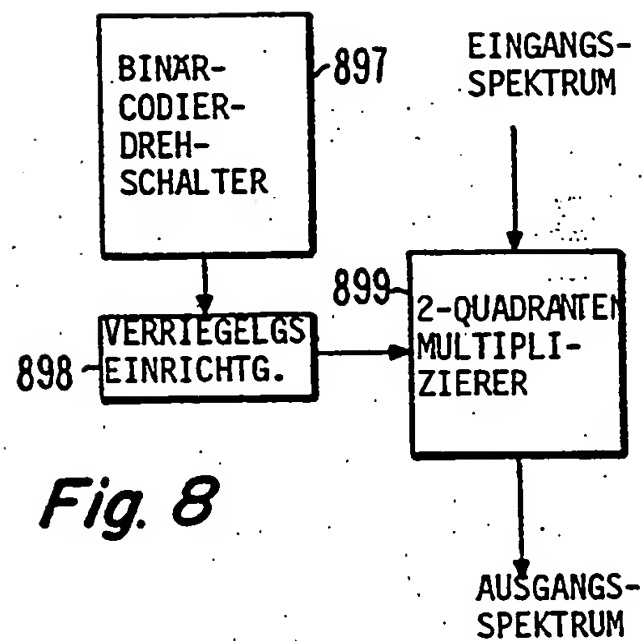


Fig. 8

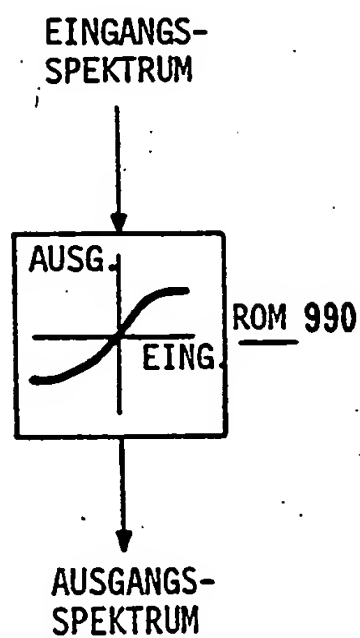


Fig. 9

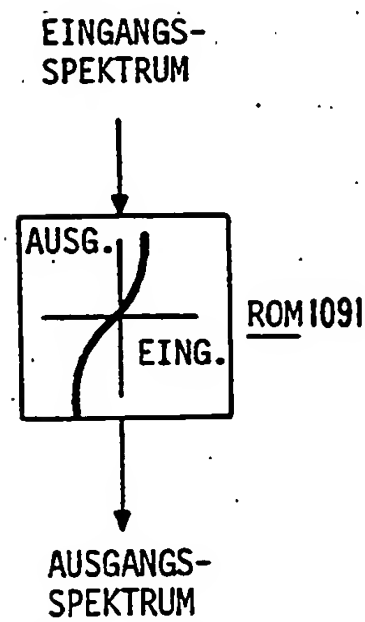


Fig. 10

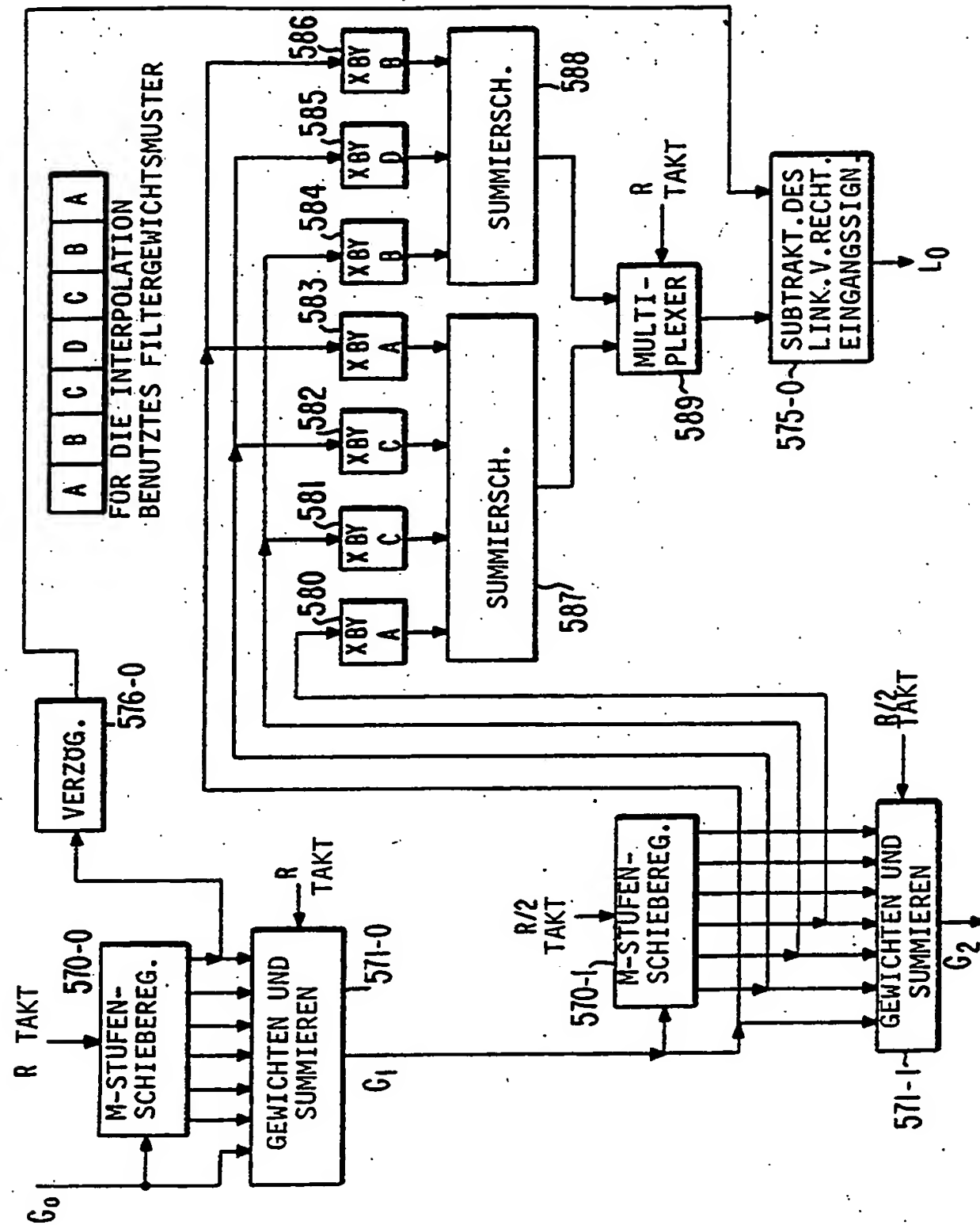
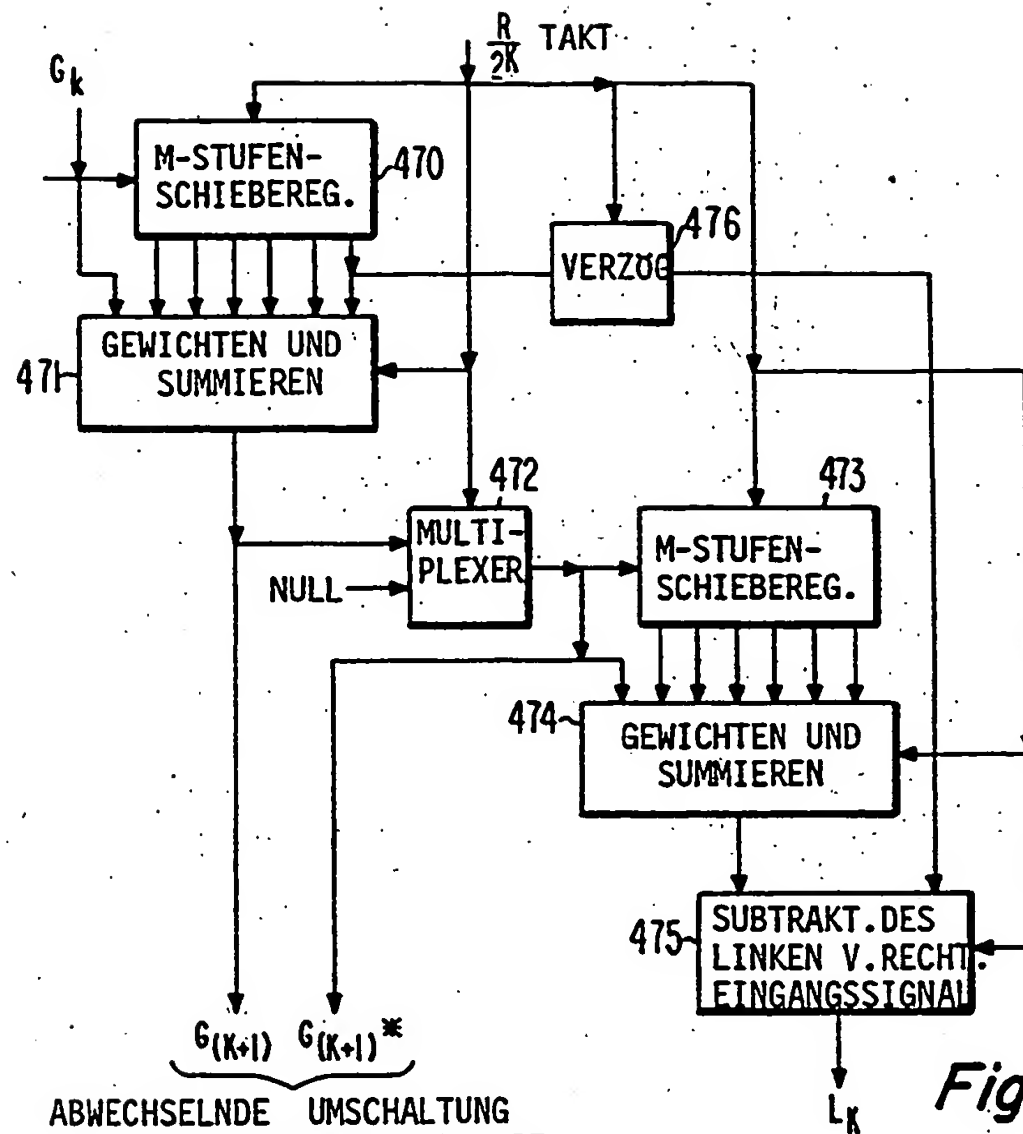
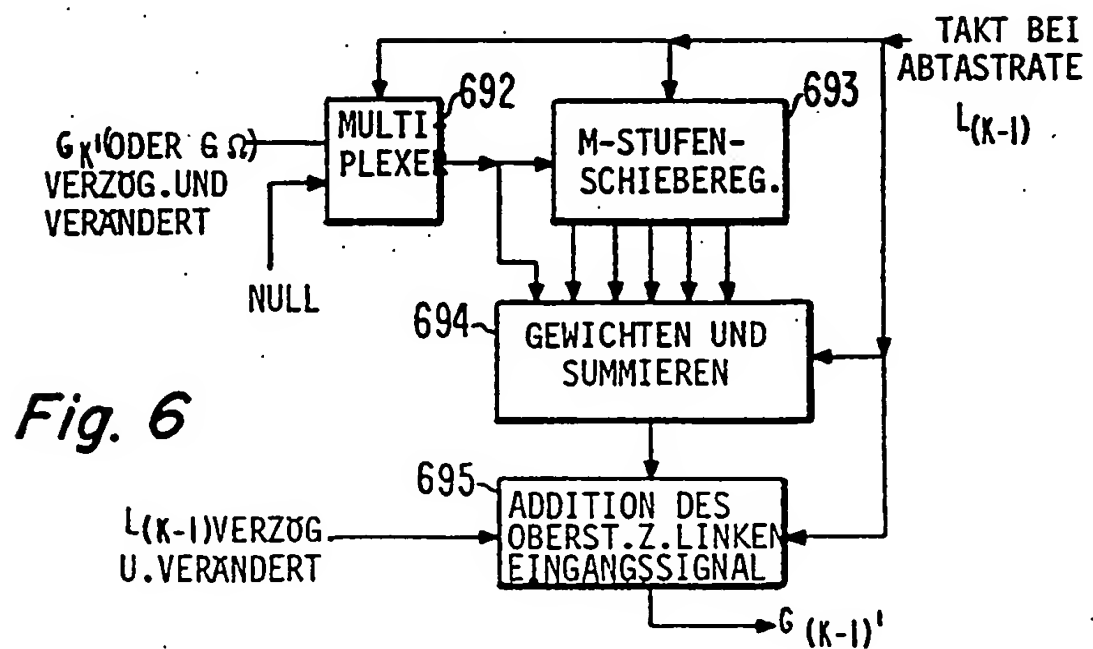
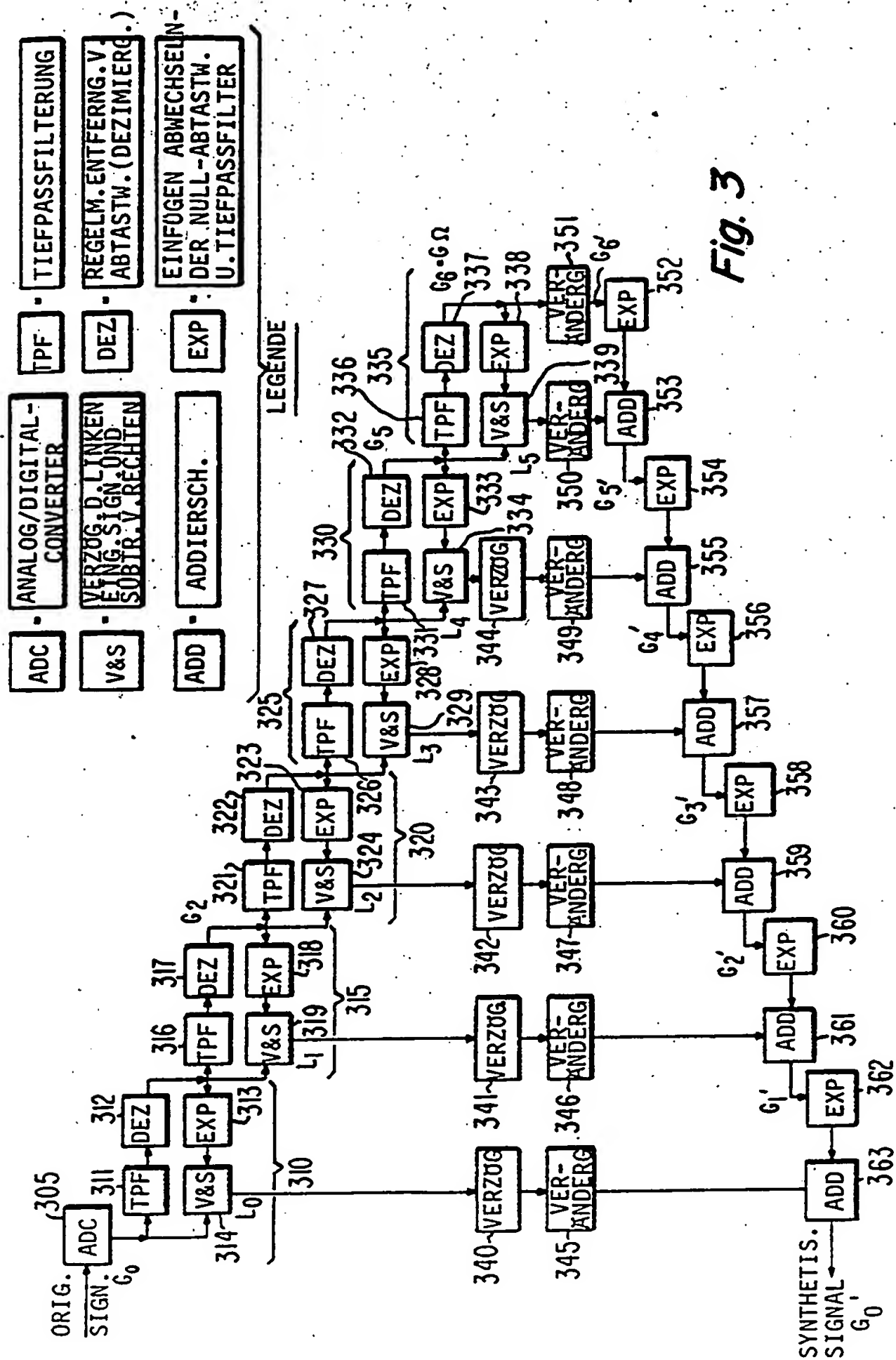


Fig. 5



ABWECHSELNDE UMSCHALTUNG
DER AUSGANGSSIGNALE FÜR DIE
NÄCHSTE ANALYSATORSTUFE.





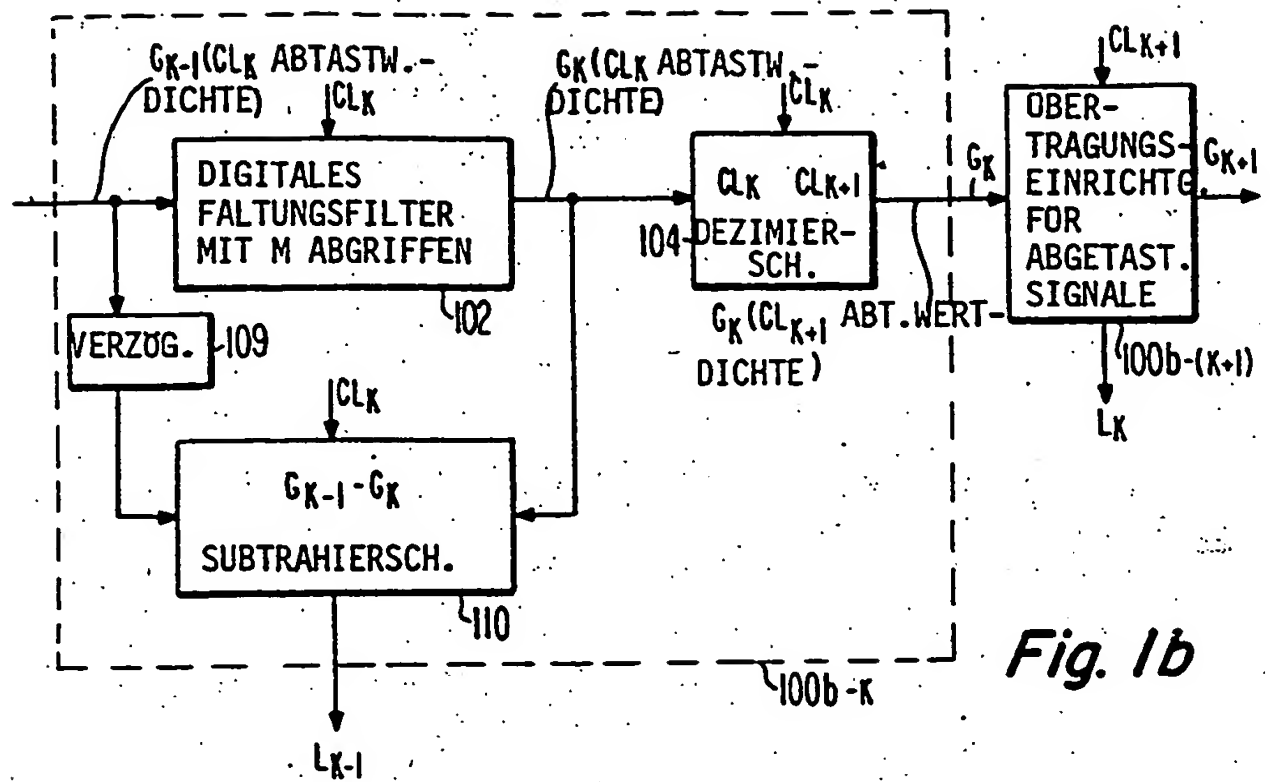


Fig. 1b

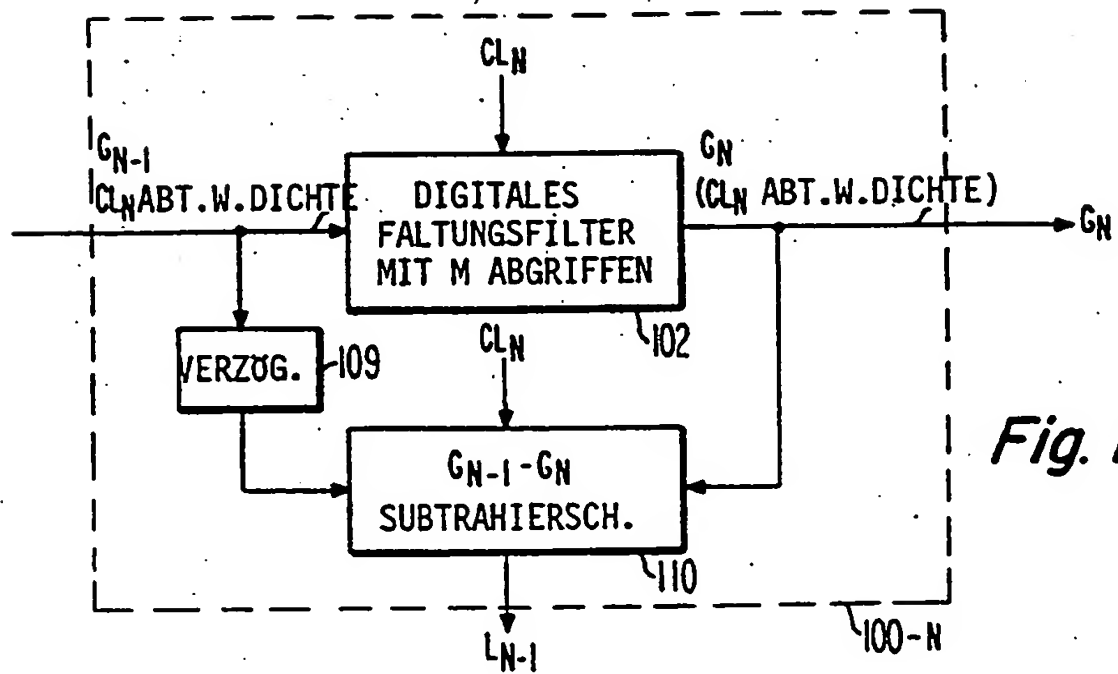


Fig. 1c

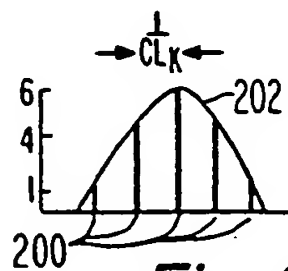


Fig. 2